

⑯ BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

⑯ **Patentschrift**
⑯ **DE 3103567 C2**

⑯ Int. Cl. 4:
G01S 17/10

(4)

⑯ Aktenzeichen: P 31 03 567.1-35
⑯ Anmeldetag: 3. 2. 81
⑯ Offenlegungstag: 12. 8. 82
⑯ Veröffentlichungstag
der Patenterteilung: 20. 10. 88

Innerhalb von 3 Monaten nach Veröffentlichung der Erteilung kann Einspruch erhoben werden

⑯ Patentinhaber:

MTC, Meßtechnik und Optoelektronik AG,
Neuenburg/Neuchâtel, CH

⑯ Vertreter:

Uri, P., Dipl.-Ing.; Straßer, W., Dipl.-Phys.,
Pat.-Anwälte, 8000 München

⑯ Erfinder:

Chaborski, Hoiko, Dipl.-Ing., 8000 München, DE;
Mehnert, Walter, Dipl.-Ing. Dr., 8012 Ottobrunn, DE

⑯ Für die Beurteilung der Patentfähigkeit
in Betracht gezogene Druckschriften:

DE-AS 20 54 973
DE 30 20 996 A1
DE 27 23 835 A1
DE 26 34 627 A1
US 39 00 261
US 37 52 582
EP 00 22 747 A2

⑯ Optisch einkanaliges Entfernungsmeßgerät

DE 3103567 C2

Patentansprüche

1. Optisch einkanaliges Entfernungsmeßgerät nach dem Prinzip der Laufzeitmessung von einzelnen Meßlichtimpulsen mit

- einem Sender zur Erzeugung von Lichtimpulsen,
- einer Verzweigungsanordnung zum Aufteilen des bei der Erzeugung eines jeden Lichtimpulses vom Sender abgegebenen Lichtes in zwei Teilimpulse,
- einer Sendeoptik zum Aussenden der jeweils einen Teilimpulse als Meßlichtimpulse zum Zielgegenstand,
- einer Empfangsoptik zum Empfang der vom Zielgegenstand reflektierten Meßlichtimpulse,
- einem Referenzlichtweg definierter Länge zum Weiterleiten der jeweils anderen Teilimpulse als Referenzlichtimpulse innerhalb des Meßgerätes,
- einem einen elektrooptischen Empfänger umfassenden Empfangskanal zur Erzeugung jeweils eines zeitsignifikanten Signals beim Empfang sowohl der dem elektrooptischen Empfänger von der Empfangsoptik zugeleiteten reflektierten Meßlichtimpulse als auch der dem elektrooptischen Empfänger über den Referenzlichtweg zugeleiteten Referenzlichtimpulse, und
- einer Zeitmeßvorrichtung zum Messen des Zeitabstandes der beiden zeitsignifikanten Signale eines jeden Meßlichtimpuls/Referenzlichtimpuls-Paars,

5

10

15

20

25

30

35

dadurch gekennzeichnet,
daß der Referenzlichtweg zumindest einen Abschnitt (34) umfaßt, der die ihn durchlaufenden Referenzlichtimpulse um mehr als das Zweifache der Freiwerdezeit (τ) des Empfangskanals (16) verzögert.
2. Entfernungsmeßgerät nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der Referenzlichtweg einen zweiten kürzeren Abschnitt (27) umfaßt, der zum ersten Abschnitt (34) funktional parallel angeordnet ist und die ihn durchlaufenden Referenzlichtimpulse um wenigstens das Zweifache der Freiwerdezeit (τ) des Empfangskanals (16) weniger verzögert als der längere Abschnitt (27) die ihn durchlaufenden Impulse, und daß eine Vorrichtung (38) zur alternativen Freigabe der beiden Abschnitte (27, 34) des Referenzlichtweges vorgesehen und so steuerbar ist, daß die Referenzlichtimpulse für Entfernungsmessungen des Zielgegenstandes, bei denen die Laufzeit der Meßlichtimpulse um die Freiwerdezeit (τ) des Empfangskanals (16) größer als die durch den kurzen Abschnitt (27) des Referenzlichtweges gegebene Laufzeit der Referenzlichtimpulse ist, über den kurzen Abschnitt (27) und für kleinere Entfernungsmessungen des Zielgegenstandes über den langen Abschnitt (34) des Referenzlichtweges zum elektrooptischen Empfänger (17) gelangen.
3. Entfernungsmeßgerät nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß der Empfangskanal (16) eine Schaltungsanordnung umfaßt, durch die nach dem Empfang eines ersten Lichtimpulses der Empfangskanal (16) zumindest bis zum Ende seiner

vorgegebenen Freiwerdezeit (τ) für den Empfang weiterer Lichtimpulse sperrbar ist, und daß die Vorrichtung (37) zur alternativen Freigabe der beiden Abschnitte (27, 34) des Referenzlichtweges automatisch von der Freigabe des kürzeren Abschnittes (27) auf die Freigabe des längeren Abschnittes (34) umsteuerbar ist, wenn nach Empfang eines ersten Lichtimpulses innerhalb einer der maximalen Reichweite des Meßgerätes entsprechenden Zeit vom Empfangskanal (16) kein zweites zeitsignifikantes Signal abgegeben worden ist.

4. Entfernungsmeßgerät nach Anspruch 2 oder 3, dadurch gekennzeichnet, daß die beiden funktional zueinander parallelen Abschnitte (27, 34) des Referenzlichtweges an ihren dem Sender (1) zugewandten Enden durch eine feste Verzweigungsstelle (26) miteinander verbunden sind, durch die jeder Referenzlichtimpuls in zwei Teilimpulse aufspaltbar ist, von denen der eine den kürzeren Abschnitt (27) und der andere den längeren Abschnitt (34) durchläuft.

5. Entfernungsmeßgerät nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß die beiden funktional zueinander parallelen Abschnitte (27, 34) des Referenzlichtweges in ihren dem Empfangskanal (16) zugewandten Enden durch einen optischen Umschalter (38) miteinander verbunden sind, der die Vorrichtung zur alternativen Freigabe der beiden Abschnitte (27, 34) bildet und in Abhängigkeit von seiner Stellung entweder den Teil-Referenzlichtimpuls, der den kürzeren Abschnitt (27) durchlaufen hat, oder den Teil-Referenzlichtimpuls, der den längeren Abschnitt (34) durchlaufen hat, in einen Lichtweg (28) einspeist, der zum elektrooptischen Empfänger (17) des Empfangskanals (16) führt.

6. Entfernungsmeßgerät nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, daß der optische Umschalter (38) eine dritte Schaltstellung einnehmen kann, in der zu Eichzwecken sowohl ein Teil des Teil-Referenzlichtimpulses, der den kürzeren Abschnitt (27) durchlaufen hat, als auch ein Teil des Teil-Referenzlichtimpulses, der den längeren Abschnitt (34) durchlaufen hat, in den Lichtweg (28) einspeisbar ist, der zum elektrooptischen Empfänger (17) des Empfangskanals (16) führt.

7. Entfernungsmeßgerät nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß die beiden funktional zueinander parallelen Abschnitte (27, 34) des Referenzlichtweges an ihren dem Empfangskanal (16) zugewandten Enden über eine feste Verzweigungsstelle in einen gemeinsamen, zum elektrooptischen Empfänger (17) führenden Lichtweg (28) einmünden und daß die Vorrichtung zur alternativen Freigabe der beiden Abschnitte (27, 34) von zwei Dämpfungsgliedern gebildet ist, von denen das eine in den kürzeren Abschnitt (27) und das andere in den längeren Abschnitt (34) eingefügt ist und die im Gegentakt zwischen einem sehr kleinen und einem sehr großen Dämpfungswert hin- und herschaltbar sind.

8. Entfernungsmeßgerät nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß in den kürzeren Abschnitt (27) ein festes Dämpfungsglied (39) eingefügt ist, durch das die durch den kürzeren Abschnitt (27) insgesamt bewirkte Dämpfung denselben Wert erhält, wie die durch den längeren Abschnitt (34) bewirkte Dämpfung.

9. Entfernungsmeßgerät nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß

der Referenzlichtweg eine optische Verzögerungs-einrichtung (25) umfaßt, durch die zumindest die den kürzeren Abschnitt (27) des Referenzlichtweges durchlaufenden Referenzlichtimpulse um eine Zeit verzögerbar sind, die wesentlich kleiner als das Zweifache der Freiwerdezeit (t_f) des Empfangskanals (16) aber so groß ist, daß zum Zeitpunkt des Eintreffens dieser Referenzlichtimpulse am elektrooptischen Empfänger (17) die bei der Erzeugung des zugehörigen Lichtimpulses durch den Sender (1) verursachten Störungen im wesentlichen abgeklungen sind.

10. Entfernungsmeßgerät nach einem der Ansprüche 5 bis 9, dadurch gekennzeichnet, daß ein optischer Schalter (38, 48) Verwendung findet, der wenigstens zwei in einer Ebene angeordnete Lichtleitfaserenden (63, 64) umfaßt, von denen das eine (64) unbeweglich befestigt ist, während das andere (63) zwischen zwei Endlagen (74, 75) hin- und herbewegbar ist, und daß die eine (75) der beiden Endlagen so gewählt ist, daß sich in ihr die beiden Stirnflächen der Lichtleitfaserenden (63, 64) genau gegenüberliegen.

11. Entfernungsmeßgerät nach Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, daß auf das bewegliche 25 Lichtleitfaserende (63) eine Hülse (69) aus magnetisierbarem Material aufgeschoben ist, und daß eine Magnetenordnung (70, 71) zum Hin- und Herbewegen des Lichtleitfaserendes (63) zwischen den durch Anschläge (76, 77) definierten Endlagen (74, 30 75) vorgesehen ist.

12. Entfernungsmeßgerät nach Anspruch 10 oder 11, dadurch gekennzeichnet, daß ein drittes Lichtleitfaserende (65) so unbeweglich befestigt vorgesehen ist, daß seine Stirnfläche der Stirnfläche des 35 beweglichen Lichtleitfaserendes (63) in der anderen (74) der beiden Endlagen (74, 75) genau gegenüberliegt.

13. Entfernungsmeßgerät nach dem Prinzip der Lichtimpuls-Laufzeitmessung mit einem Empfangskanal, der folgende Bestandteile umfaßt:

- Einen zumindest die vom Zielgegenstand reflektierten Meßlichtimpulse empfangenden elektro-optischen Empfänger,
- ein Resonanzsystem, das dem elektro-optischen Empfänger nachgeschaltet und durch das elektrische Signal, das der Empfänger beim Empfang eines einzelnen Lichtimpulses erzeugt, zu einem gedämpften Schwingungsvorgang anstoßbar ist und ein entsprechendes Schwingungssignal abgibt,
- eine Komparatoranordnung zum Erkennen des Anschwingens des Resonanzsystems, die einen ersten Komparator umfaßt, der ein Steuer-Signal abgibt, wenn der Absolutwert des Schwingungssignals bei einer vorgegebenen Halbwelle einen vorgegebenen, von Null verschiedenen Wert übersteigt, und
- einen Nulldurchgangs-Komparator, der nur nach Freigabe durch die Komparatoranordnung zum Erkennen des Anschwingens des Resonanzsystems ein Signal zum Auslösen eines zeitsignifikanten Signals für eine nachgeschaltete Zeitmeßvorrichtung abgibt, insbesondere nach einem der vorhergehenden Ansprüche,

dadurch gekennzeichnet, daß die Komparatoranordnung einen zweiten Komparator (52) umfaßt, der ein Steuer-Signal abgibt, wenn der Absolutwert des Schwingungssignals bei der vorgegebenen Halbwelle einen zweiten, von Null verschiedenen Wert, der kleiner als der vorgegebene Wert ist, bei dessen Überschreiten der erste Komparator (51) anspricht, nach einem vorausgehenden Überschreiten wieder unterschreitet, und daß eine Freigabe-Schaltungsanordnung vorgesehen ist, die ein Freigabesignal für den Nulldurchgangs-Komparator (50) nur dann erzeugt, wenn das Steuer-Signal des zweiten Komparators (52) später als das Steuer-Signal des ersten Komparators (51) auftritt.

14. Entfernungsmeßgerät nach Anspruch 13 mit einem das Schwingungssignal des Resonanzsystems verstärkenden Verstärker, dessen Ausgangssignal der Komparatoranordnung zum Erkennen des Anschwingens des Resonanzsystems und dem Nulldurchgangs-Komparator zugeführt wird, dadurch gekennzeichnet, daß der Verstärker (20) eine Regelschaltung (90) umfaßt, die den Null-Gleichspannungspegel am Verstärkerausgang konstant hält, und daß ein dem ersten Komparator (51) zugehöriger erster Referenzpegel ($U_{Ref\ I}$) und ein dem zweiten Komparator (52) zugehöriger zweiter Referenzpegel ($U_{Ref\ II}$) um den Verstärkungsfaktor des Verstärkers (20) größer ist als der vorgegebene erste Wert bzw. der vorgegebene zweite Wert für den Absolutwert des Schwingungssignals bei der vorgegebenen Halbwelle des Resonanzsystems (18).

15. Entfernungsmeßgerät nach Anspruch 13 oder 14, dadurch gekennzeichnet, daß die Freigabe-Schaltung eine durch das Steuer-Signal des ersten Komparators (51) setzbare Speicherschaltung und eine logische Verknüpfungsschaltung umfaßt, die nur bei gesetzter Speicherschaltung das Steuer-Signal des zweiten Komparators (52) als Freigabesignal für den Nulldurchgangs-Komparator (50) weitergibt.

16. Entfernungsmeßgerät nach Anspruch 14 oder 15, dadurch gekennzeichnet, daß die vorgegebene Halbwelle, deren Amplitude mittels der beiden Komparatoren (51, 52) mit den beiden vorgegebenen Werten verglichen wird, die zweite Halbwelle des jeweiligen Schwingungssignals des Resonanzsystems (18) ist.

17. Entfernungsmeßgerät nach Anspruch 16, dadurch gekennzeichnet, daß eine Verzögerungseinrichtung (57) vorgesehen ist, die das von der Freigabe-Schaltungsanordnung abgegebene Freigabesignal für den Nulldurchgangs-Komparator (50) so verzögert, daß ein späterer als der erste auf das Steuer-Signal des zweiten Komparators (52) folgender Nulldurchgang des Schwingungssignals des Resonanzsystems (18) zur Erzeugung eines zeitsignifikanten Signals verwendet wird.

18. Entfernungsmeßgerät nach Anspruch 17, dadurch gekennzeichnet, daß die Verzögerungszeit der Verzögerungseinrichtung (57) so bemessen ist, daß der vierte auf das Anstoßen des Schwingungsvorgangs folgende Nulldurchgang zur Auslösung eines zeitsignifikanten Signals verwendet wird.

19. Entfernungsmeßgerät nach einem der Ansprüche 15 bis 18, dadurch gekennzeichnet, daß die logische Verknüpfungsschaltung von einem normalerweise zurückgesetzten D-Flip-Flop (54) gebildet ist,

an dessen Dateneingang ein gleichzeitig mit dem Steuer-Signal des ersten Komparators (51) erzeugtes Freigabesignal und an dessen Takteingang ein gleichzeitig mit dem Steuer-Signal des zweiten Komparators (52) erzeugtes Taktignal gelegt ist und dessen einer Ausgang (Q) im gesetzten Zustand des D-Flip-Flops (54) über die Verzögerungseinrichtung (57) ein den Nulldurchgangs-Komparator (50) freigebendes Signal abgibt, und daß das D-Flip-Flop (54) beim ersten Ansprechen des Nulldurchgangs-Komparators (50) rücksetzbar ist.

20. Entfernungsmeßgerät nach Anspruch 19, dadurch gekennzeichnet, daß der Nulldurchgangs-Komparator (50) über eine Gatterschaltung (59) sowohl durch das von der Verzögerungseinrichtung (57) verzögerte Ausgangssignal des D-Flip-Flops (54) als auch durch das von einem (Q) seiner Ausgänge (Q, \bar{Q}) im Ruhezustand abgegebene Signal sperrbar ist und daß letzteres durch eine Gatterschaltung (58) dann daran gehindert ist, den Nulldurchgangs-Komparator (50) zu sperren, wenn das D-Flip-Flop (54) gesetzt ist.

21. Entfernungsmeßgerät nach einem der Ansprüche 15 bis 20, dadurch gekennzeichnet, daß eine die Abgabe weiterer Steuersignale durch den ersten Komparator (51) nach dem ersten betragsmäßigen Überschreiten des ersten Referenzpegels ($U_{Ref\ 1}$) blockierende erste Sperrschialtung und eine die Abgabe weiterer Steuersignale durch den zweiten Komparator (52) nach einem betragsmäßigen Über- und Wiederunterschreiten des zweiten Referenzpegels ($U_{Ref\ 2}$) blockierende zweite Sperrschialtung vorgesehen ist und daß die beiden Sperrschialtungen durch eine erste kurz vor dem Eintreffen eines Lichtimpulses am elektro-optischen Empfänger (17) erzeugbares Rücksetzsignal in ihren nicht blockierenden Zustand bringbar sind.

22. Entfernungsmeßgerät nach Anspruch 21, dadurch gekennzeichnet, daß die erste Sperrschialtung von einem gleichzeitig als Speicherschaltung dienenden D-Flip-Flop (55) und die zweite Sperrschialtung von einem weiteren D-Flip-Flop (56) gebildet ist.

23. Entfernungsmeßgerät nach einem der Ansprüche 15 bis 22, dadurch gekennzeichnet, daß die Speicherschialtung nur während des Anliegens eines kurz vor dem erwarteten Empfang eines Lichtimpulses durch den Empfänger (17) erzeugten und in seiner zeitlichen Länge auf die maximale Meßentfernung abgestimmten Zeitfenstersignalen für ein vom ersten Komparator (51) abgegebenes Steuer-Signal empfangsbereit ist.

24. Verfahren zur Steuerung der Dynamik eines Entfernungsmeßgerätes, das nach dem Prinzip der Lichtimpuls-Laufzeitmessung arbeitet und nach einem der vorhergehenden Ansprüche 13 bis 23 aufgebaut ist,

- bei dem einzelne, kurze, nicht modulierte Lichtimpulse von einem Sender erzeugt und in einen Meßlichtweg eingespeist werden, der vom Sender über eine Sendeoptik zum Zielgenstand und von diesem zurück über eine Empfangsoptik zu einem Empfangskanal des Meßgerätes führt,
- bei dem durch das elektrische Ausgangssignal, das ein das Eingangsglied des Empfangskanals bildender elektrooptischer Empfänger

beim Empfang eines Lichtimpulses abgibt, ein dem Empfänger nachgeschaltetes Resonanzsystem zu einem gedämpftem Schwingungsvorgang angestoßen wird,

- bei dem das während des Schwingungsvorganges vom Resonanzsystem abgegebene elektrische Schwingungssignal nach Verstärkung durch einen Verstärker zur Erzeugung eines zeitsignifikanten Signals verwendet wird, das mit einem vorbestimmten Nulldurchgang des Verstärker-Ausgangssignals exakt zeitlich korreliert ist und zum Starten oder Beenden einer Lichtimpuls-Laufzeitmessung dient,
- bei dem die Amplitude des Verstärker-Ausgangssignals durch einen Komparator mit einer Referenzspannung verglichen wird, die die obere Grenze des Linearitätsbereiches des Empfangskanals kennzeichnet,
- bei dem wenigstens ein Geräteparameter zwischen verschiedenen Werten umschaltbar ist, um die Amplitude des Verstärker-Ausgangssignals schrittweise zu verändern, und
- bei dem immer dann, wenn die Amplitude des Verstärker-Ausgangssignals die Referenzspannung übersteigt, der betreffende Lichtimpuls nicht zur Bildung eines Meßwertes verwendet sondern die Messung unter Aussenwendung eines neuen Lichtimpulses wiederholt wird, nachdem der wenigstens eine Parameter auf einen anderen Wert umgeschaltet worden ist, der zu einer kleineren Amplitude des Verstärker-Ausgangssignales führt,

dadurch gekennzeichnet, daß ein Verstärker (20) mit fest vorgegebenem Verstärkungsfaktor verwendet wird und daß mehrere Geräteparameter zwischen verschiedenen Werten umschaltbar sind, um die Amplitude des dem Verstärker (20) zugeführten Schwingungssignals zu verändern.

25. Verfahren nach Anspruch 24, dadurch gekennzeichnet, daß die zwischen verschiedenen Werten umschaltbaren Geräteparameter die Helligkeit der am elektro-optischen Empfänger (17) eintreffenden Meßlichtimpulse und/oder das Ansprechverhalten des elektrooptischen Empfängers (17) beeinflussen.

26. Verfahren nach Anspruch 24 oder 25, dadurch gekennzeichnet, daß zur Erzielung eines Meßwertes ein erster Meßversuch unternommen wird, bei dem die Geräteparameter auf Werte geschaltet sind, die eine maximale Amplitude des dem Verstärker zugeführten Schwingungssignals ermöglichen, daß dann, wenn bei diesem ersten Meßversuch der Verstärker übersteuert wird, bei einem zweiten Meßversuch einer der Geräteparameter auf einen anderen Wert umgeschaltet wird, um die Amplitude des dem Verstärker zugeführten Signals um einen Grunddämpfungswert zu verringern, der etwas kleiner als der Dynamikbereich des Verstärkers ist, und daß bei erneuter Übersteuerung des Verstärkers die Geräteparameter so auf andere Werte umgeschaltet werden, daß die schrittweise weitere Verringerung der Amplitude des dem Verstärker zugeführten Schwingungssignals von Schritt zu Schritt höchstens mit jeweils der nächstgrößeren ganzzahligen Potenz des Grunddämpfungswertes erfolgt.

27. Vorrichtung zur Durchführung des Verfahrens nach Anspruch 25, dadurch gekennzeichnet, daß

das Entfernungsmeßgerät einen in seiner Leistung veränderbaren Sender (1) und/oder eine im Meßlichtweg angeordnete optische Dämpfungsvorrichtung (46) mit veränderbarem Dämpfungsfaktor und/oder eine Schaltungsanordnung (44) zur Steuerung der Vorspannung des elektro-optischen Empfängers (17) umfaßt.

28. Vorrichtung nach Anspruch 27, dadurch gekennzeichnet, daß die optische Dämpfungsvorrichtung (46) im Meßlichtweg zwischen der Empfangsoptik (14) und dem elektro-optischen Empfänger (17) angeordnet ist.

Beschreibung

Die Erfindung betrifft ein optisch einkanaliges Entfernungsmeßgerät nach dem Prinzip der Laufzeitmessung von einzelnen Meßlichtimpulsen gemäß dem Oberbegriff des Anspruchs 1, ein Verfahren zur Steuerung der Dynamik eines solchen Entfernungsmeßgeräts sowie eine Vorrichtung zur Durchführung dieses Verfahrens.

Bei optisch einkanaligen Entfernungsmeßgeräten werden die beiden Lichtimpulse eines jeden Meßlichtimpuls/Referenzlichtimpuls-Paars von ein und demselben Sender beispielsweise dadurch gleichzeitig erzeugt, daß mit Hilfe eines Strahlenteilers jeder vom Sender abgegebene Lichtimpuls in zwei Teileimpulse zerlegt wird, die nach Durchlaufen unterschiedlicher Lichtwege von ein und demselben elektrooptischen Empfänger empfangen und in zeitsignifikante elektrische Signale zum Starten bzw. Beenden der jeweiligen Laufzeitmessung umgesetzt werden. Eine solche optisch einkanalige Anordnung bietet den großen Vorteil, daß Verzögerungen, mit denen der Sender auf die ihm zugeführten Triggersignale reagiert, in die Laufzeitmessung nicht eingehen, weil diese erst mit Hilfe des gleichzeitig mit dem Meßlichtimpuls erzeugten Referenzlichtimpulses begonnen wird. Weiterhin kann davon ausgegangen werden, daß sich das Ansprechverhalten des elektrooptischen Empfängers in der kurzen Zeitspanne, in welcher ihm die beiden Impulse eines Meßlichtimpuls/Referenzlichtimpuls-Paars zugeführt werden, nicht ändert, so daß die zwischen Eintreffen eines Lichtimpulses und Erzeugung des zugehörigen zeitsignifikanten Signals für die Laufzeitmessung auftretende Verzögerung beim Referenzlichtimpuls und beim Meßlichtimpuls, d. h. bei Beginn und bei Beendigung der Laufzeitmessung mit sehr großer Genauigkeit die gleiche Länge besitzt, so daß der von der Zeitmeßvorrichtung gemessene Zeitabstand außerordentlich exakt der Laufzeitdifferenz von Meßlichtimpuls und Referenzlichtimpuls entspricht. Da die durch die Länge des sehr kurz gehaltenen Referenzlichtweges vorgegebene Laufzeit des Referenzlichtimpulses als mit großer Genauigkeit bekannte Gerätekonstante betrachtet werden kann, läßt sich also aus dem gemessenen Zeitabstand die eigentlich interessierende Laufzeit des Meßlichtimpulses ohne weiteres sehr genau ermitteln.

Diesem Vorteil einer sehr hohen Meßgenauigkeit von solchen optisch einkanaligen Entfernungsmeßgeräten steht der Nachteil gegenüber, daß jeder elektrooptische Empfänger nur ein begrenztes zeitliches Auflösungsvermögen besitzt, d. h. zwei nacheinander eintreffende Lichtimpulse nur dann jeweils einwandfrei in ein zeitsignifikantes Start- oder Stoppsignal für die Zeitmeßvorrichtung umsetzen kann, wenn der zeitliche Abstand der beiden Lichtimpulse einen gewissen zeitlichen Mindestabstand nicht unterschreitet, den man als "Freiwer-

dezeit" des elektrooptischen Empfängers bezeichnet. Werden keine weiteren Maßnahmen ergriffen, so hat diese Freiwerdezeit zur Folge, daß nur die Entfernung von solchen Zielgegenständen gemessen werden kann, die einen Mindestabstand vom Meßgerät nicht unterschreiten. Dieser Mindestabstand muß so groß sein, daß der Meßlichtimpuls durch das zweimalige Durchlaufen dieses Mindestabstandes gegenüber dem Referenzlichtimpuls eine Verzögerung erhält, die zumindest etwas größer als die Freiwerdezeit des elektrooptischen Empfangskanals ist. Wird die Entfernung des Zielgegenstandes kleiner als dieser Mindestabstand, so trifft der Meßlichtimpuls zu rasch nach dem Referenzlichtimpuls, d. h. vor Verstreichen der Freiwerdezeit des elektrooptischen Empfängers, gleichzeitig mit dem Referenzlichtimpuls oder sogar vor diesem am elektrooptischen Empfänger ein. In allen diesen Fällen ist eine Entfernungsmessung nicht möglich.

Zur Überwachung dieser Schwierigkeit ist gemäß der 20 ein optisch einkanaliges Entfernungsmeßgerät der ein- 25 gangen genannten Art beschreibenden EP 00 22 747 A2 vorgesehen, in dem Lichtweg des Meßlichtimpulses eine optische Verzögerungsleitung anzuordnen, die auch bei extrem kurzen Entfernungen des Zielgegenstandes den 30 Meßlichtimpuls so stark verzögert, daß er erst dann am elektrooptischen Empfänger eintrifft, wenn nach Emp- 35 fang des Referenzlichtimpulses die Freiwerdezeit ver- strichen ist. Dabei kann diese optische Verzögerungslei- 40 tung entweder zwischen dem Sender und der Sendeoptik und/oder zwischen der Empfangsoptik und dem elektrooptischen Empfänger angeordnet sein. In jedem Fall ist sie mit dem gravierenden Nachteil verbunden, daß der Meßlichtimpuls in ihr eine erhebliche Dämp- 45 fung erleidet, wodurch bei gegebener Sendeleistung ei- nerseits die Maximalreichweite eines solchen Meßgeräts sehr stark verringert und andererseits für kurze Entfer- 50 nungen, insbesondere bei schlecht reflektierenden Zielen, das Signal/Rausch-Verhältnis erheblich ver- schlechtert wird.

Demgegenüber liegt der Erfindung die Aufgabe zu- 55 grunde, ein optisch einkanaliges Entfernungsmeßgerät der im Oberbegriff des Anspruchs 1 genannten Art so weiterzubilden, daß mit ihm ohne Reduzierung der durch die Senderleistung vorgegebenen Maximalreich- 60 weite auch beliebig kurze Entfernungen mit hoher Ge- schwindigkeit gemessen werden können.

Zur Lösung dieser Aufgabe sieht die Erfindung die im Anspruch 1 niedergelegten Merkmale vor.

Im Referenzlichtweg ist also gemäß der Erfindung ein 55 optisches Verzögerungselement enthalten, das den Re- 60 ferenzlichtimpuls so weit verzögert, daß er bei kurzen Entfernungen um so viel später als der Meßlichtimpuls am elektrooptischen Empfängerskanals inzwischen verstrichen und somit der Empfangskanal wieder bereit ist, diesen 65 später eintreffenden Referenzlichtimpuls einwandfrei zu verarbeiten. Ohne weitere Maßnahmen ist ein solches Meßgerät primär für kurze bis sehr kurze Entfer- 70 nungen geeignet; es kann aber auch eingesetzt werden, wenn der Zielgegenstand so weit entfernt ist, daß der Meßlichtimpuls trotz der erheblichen Verzögerung des Referenzlichtimpulses so lange nach diesem am elektro- 75 optischen Empfänger eintrifft, daß die Freiwerdezeit wieder verstrichen ist. Durch die Maßnahmen des An- spruches 1 wird also ein optisch einkanaliges Meßgerät geschaffen, das in einem Fernbereich und im unmittel- 80 baren Nahbereich einwandfreie Meßergebnisse mit ho- 85 her Genauigkeit liefert. Lediglich in einem mittleren Be-

reich, dessen genaue Größe von der jeweils gewählten Länge des Referenzlichtweges abhängt, kann ein solches Meßgerät nicht arbeiten. Für viele Anwendungsfälle ist es aber ausreichend, nur den unmittelbaren Nahbereich oder diesen in Verbindung mit dem Fernbereich zur Verfügung zu haben.

Soll demgegenüber das im Oberbegriff des Anspruches 1 genannte Meßgerät so verbessert werden, daß sein Meßbereich innerhalb der Maximalreichweite überhaupt keinen Beschränkungen mehr unterworfen ist, so wird es vorzugsweise gemäß den Merkmalen von Anspruch 2 ausgebildet, weil durch die Anordnung von zwei funktional zueinander parallelen Abschnitten unterschiedlicher Länge des Referenzlichtweges und eine entsprechende Umschaltmöglichkeit auch der bei einem Meßgerät nach Anspruch 1 "blinde" Entfernungsbereich abgedeckt werden kann.

Ein nach dieser Variante aufgebautes optisch einkanaliges Entfernungsmeßgerät arbeitet bei Zielgegenständen, deren Entfernung größer als der durch die Freiwerdezeit des elektrooptischen Empfängers vorgegebene Mindestabstand ist, ganz "normal", d. h. es wird der von jedem vom Sender erzeugten Lichtimpuls abgezweigte, als Referenzlichtimpuls dienende Teil auf einem möglichst kurzen Weg innerhalb des Meßgerätes dem elektrooptischen Empfänger zugeführt und das hieraus resultierende zeitsignifikante Signal als Startsignal für die betreffende Laufzeitmessung verwendet, die dann durch das beim Eintreffen des reflektierten Meßlichtimpulses erzeugte zeitsignifikante Signal beendet wird. Ist die Entfernung des Zielgegenstandes gleich dem erwähnten Mindestabstand oder kleiner als dieser, so wird der Referenzlichtimpuls über den langen Abschnitt des Referenzlichtweges dem elektrooptischen Empfänger zugeführt und dabei so stark verzögert, daß er erst nach dem zugehörigen reflektierten Meßlichtimpuls am elektrooptischen Empfänger eintrifft. In diesem Fall werden also die Rollen von Meßlichtimpuls und Referenzlichtimpuls hinsichtlich der Laufzeitmessung gerade vertauscht, die durch das zum Meßlichtimpuls gehörende zeitsignifikante Signal gestartet und durch das zum Referenzlichtimpuls gehörende zeitsignifikante Signal beendet wird. Durch die erfundengemäße Wahl der Länge des langen Abschnittes des Referenzlichtweges ist dabei sichergestellt, daß für alle kurzen Entfernungen, also auch dann, wenn die Laufzeit des Meßlichtimpulses genau gleich der Freiwerdezeit des elektrooptischen Empfängers ist, die beiden Lichtimpulse mit einem Zeitabstand am elektrooptischen Empfänger eintreffen, der größer als dessen Freiwerdezeit ist. Damit wird der Entfernungsmeßbereich eines solchen optisch einkanaligen Entfernungsmeßgerätes nach unten hin praktisch bis zur Entfernung Null erweitert, ohne daß die maximale Reichweite durch eine Bedämpfung des Meßlichtimpulses verringert wird. Zwar erleidet der Referenzlichtimpuls beim Durchlaufen des langen Abschnittes des Referenzlichtweges eine Dämpfung, doch ist dies für die maximale Reichweite des Entfernungsmeßgerätes ohne Bedeutung.

Durch den Gedanken, bei kurzen Entfernungen des Zielgegenstandes nicht den bei Verwendung des "normalen" Referenzlichtweges zu früh eintreffenden Meßlichtimpuls sondern den bezüglich des Meßlichtimpulses am elektrooptischen Empfänger zu spät ankommenden Referenzlichtimpuls noch stärker zu verzögern, wird also gemäß der Erfindung erstmalig ein optisch einkanaliges Entfernungsmeßgerät geschaffen, dessen Entfernungsmeßbereich durch keinen durch die Freiwerdezeit

des elektrooptischen Empfängers definierten Mindestabstand begrenzt ist und bei dem dennoch die durch die Senderleistung definierte maximale Reichweite voll genutzt werden kann.

5 Es ist klar, daß bei eingeschalteter Verzögerung mit einer Verzögerungszeit 2τ der gemessene Zeitabstand Δt zwischen dem zeitsignifikanten Signal des Meßlichtimpulses und dem zeitsignifikanten Signal des Referenzlichtimpulses nicht mehr unmittelbar gleich der gesuchten Lichtimpulslaufzeit ΔT sondern mit dieser über die Gleichung

$$\Delta T = 2\tau - \Delta t$$

15 verknüpft ist. In Abhängigkeit davon, ob die Verzögerung des Referenzlichtimpulses eingeschaltet ist oder nicht, erfolgt also die Berechnung der Impulslaufzeit in etwas unterschiedlicher Weise, was aber zu keinerlei Schwierigkeiten führt.

20 Vorzugsweise wird auch der der Detektoreinrichtung unmittelbar zugeführte Referenzlichtimpuls geringfügig verzögert, damit die Zuordnung des Referenzzeitpunktes zum Empfangszeitpunkt des Referenzlichtimpulses in einem Zeitraum erfolgen kann, in dem bei der Erzeugung des Lichtimpulses entstandene Störsignale bereits weitgehend abgeklungen sind.

Bei einer besonders bevorzugten Variante des erfundengemäßen Meßgerätes ist vorgesehen, daß die Umschaltung von dem einen auf den anderen Meßbereich 30 durch das Gerät selbsttätig vorgenommen wird. In diesem Fall wird vorteilhafterweise zuerst ein Meßversuch mit unverzögertem Referenzlichtimpuls durchgeführt, der dann mit eingeschalteter Verzögerung wiederholt wird, wenn sich zeigt, daß keine zwei aufeinanderfolgende, einwandfrei verarbeitbare Lichtimpulse an der Detektoreinrichtung eintreffen.

Um die für eine Meßgenauigkeit von weniger als $\pm 1 \text{ cm}$ vorliegenden Anforderungen zu erfüllen, die hinsichtlich der exakten zeitlichen Korrelation zwischen 40 dem Empfangszeitpunkt eines Lichtimpulses und dem zugehörigen, vorteilhafterweise durch die Erzeugung eines sogenannten zeitsignifikanten Signals gekennzeichneten Meß- bzw. Referenzzeitpunkt bestehen, ist vorgesehen, daß als Meß- bzw. Referenzzeitpunkt einer 45 der sehr genau detektierbaren Nulldurchgänge der durch den Empfang des betreffenden Lichtimpulses angestoßenen gedämpften Schwingung eines dem Empfänger der Detektoreinrichtung nachgeordneten Resonanzsystems verwendet wird. Zwar sind die Amplituden 50 der Halbwellen einer solchen Schwingung von der Stärke des Anstoßes, d. h. von der Helligkeit des betreffenden Lichtimpulses abhängig; die Periodenlänge dieser Schwingung ist aber kurzfristig außerordentlich konstant, so daß man davon ausgehen kann, daß der zeitliche Abstand beispielsweise des vierten Nulldurchgangs 55 der beim Empfang des Referenzlichtimpulses angestößenen Schwingung vom Empfangszeitpunkt dieses Lichtimpulses exakt gleich dem entsprechenden Abstand des vierten Nulldurchgangs der beim Empfang 60 des Meßlichtimpulses angestoßenen Schwingung ist, so daß es ohne merklichen Meßfehler möglich ist, statt des zeitlichen Abstandes der meßtechnisch unmittelbar nur sehr schwer zu erfassenden Empfangszeitpunkte den Zeitabstand zweier gleichliegender zugehöriger Nulldurchgänge zu messen.

Da die Erkennung der Nulldurchgänge vorteilhafterweise durch den Vergleich des Ausgangssignals des Resonanzsystems bzw. eines ihm nachgeschalteten Ver-

stärkers mit dem Nullpegel erfolgt, dieser Nullpegel aber der Ruhelage des nicht angestoßenen Resonanzsystems entspricht, ist es zweckmäßig, den eben erwähnten Vergleich erst nach einem Anschwingen des Resonanzsystems freizugeben, weil sonst bereits geringfügige, dem Nullpegel überlagerte Störungen laufend zur Auslösung von die Laufzeitmessung startenden und anhaltenden Signalen führen würden.

Das Erkennen des Anschwingens des Resonanzsystems erfolgt vorteilhafterweise dadurch, daß man das von ihm bzw. einem ihm nachgeordneten Verstärker abgegebene Signal mit zwei unterschiedlich großen, jeweils vom Nullpegel verschiedenen Referenzpegeln vergleicht und den Vergleich mit dem Nullpegel nur dann freigibt, wenn diese beiden Referenzpegel in einer definierten Reihenfolge über- bzw. wieder unterschritten werden. Hierdurch läßt sich vermeiden, daß es insbesondere bei sehr schwachen, nur zu kleinen Schwingungsamplituden führenden Lichtimpulsen zu einer unzeitgemäßen Freigabe des Nullpegelvergleichs und damit zu einer Fehlmessung kommt.

Vorzugsweise wird ein Nulldurchgang einer angestoßenen Schwingung zur Erzeugung eines zeitsignifikanten Signals verwendet, der einerseits möglichst weit vom Anstoßzeitpunkt entfernt liegt, um sicherzustellen, daß alle mit dem Aussenden und Empfangen des betreffenden Lichtimpulses verbundenen Störeffekte abgeklungen sind, um ein einwandfreies Erkennen des Nulldurchgangs zu ermöglichen, und der andererseits möglichst weit vom abklingenden Ende des Schwingungsvorganges entfernt ist, um sicherzustellen, daß der Nulldurchgang möglichst steil erfolgt und somit dem Schwingungsvorgang eventuell noch überlagerte Störungen nur zu geringfügigen Verschiebungen der zeitlichen Lage dieses Nulldurchgangs führen können. Es hat sich gezeigt, daß eine Optimierung dieser einwandfrei widersprechenden Bedingung durch die Verwendung des vierten Nulldurchgangs einer angestoßenen Schwingung zur Erzeugung eines zeitsignifikanten Signals erzielbar ist.

Um eine exakte zeitliche Korrelation zwischen dem Empfangszeitpunkt eines Lichtimpulses und des bei einem vorgegebenen Nulldurchgang der angestoßenen Schwingung erzeugten zeitsignifikanten Signals sicherzustellen, ist es nicht nur erforderlich, mit Hilfe der beiden obenerwähnten Referenzpegel zu kleine Schwingungssignale auszusondern und nicht für eine Laufzeitmessung zu verwenden. Wird nämlich das Resonanzsystem von einem sehr hellen Lichtimpuls zu einer so starken Schwingung angestoßen, daß der ihm nachgeordnete Verstärker über seinem Linearitätsbereich hinaus übersteuert wird, so kann es zu erheblichen zeitlichen Verschiebungen der Nulldurchgänge des Verstärker-Ausgangssignals kommen, die eine genaue Laufzeitmessung unmöglich machen.

Daher ist vorzugsweise auch die Überwachung einer oberen Grenze für das Ausgangssignal des dem Schwingungssystem nachgeschalteten Verstärkers mit Hilfe eines dritten Referenzpegels vorgesehen. Wird dieser Referenzpegel überschritten, so darf der betreffende Lichtimpuls nicht zu einer Entfernungsmessung verwendet werden. Statt dessen muß ein neuer Impuls ausgesandt und gleichzeitig dafür gesorgt werden, daß es zu einem weniger heftigen Anstoß des Resonanzsystems kommt. Es muß also entweder die Helligkeit des beim Empfänger der Detektoreinrichtung ankommenen Meßlichtimpulses oder aber die Empfindlichkeit dieses Empfängers verringert werden. Ersteres kann entweder

durch Beeinflussung der Senderleistung oder durch Einschaltung eines oder mehrerer Dämpfungsglieder in den Meßlichtweg geschehen, während letzteres beispielsweise dann, wenn als Empfänger eine Photodiode dient, durch eine Änderung der Vorspannung dieser Photodiode bewerkstelligt werden kann.

In jedem Fall stehen also mehrere Parameter zur Verfügung, die es erlauben, bei einer Wiederholung des Meßversuches das von dem Resonanzsystem nachgeschalteten Verstärker zu verarbeitende Signal zu dämpfen.

Da bei dem ersten, wegen der Übersteuerung des Verstärkers fehlgeschlagenen Meßversuch nur die Tatsache nicht aber das Ausmaß der Übersteuerung festgestellt wurde, ist nicht bekannt, welcher Dämpfungsfaktor gewählt werden muß, um in den Linearitätsbereich des Verstärkers zu kommen.

Somit ist vorzugsweise ein schrittweises Herantasten an diesen "richtigen" Dämpfungswert vorgesehen. Zu diesem Zweck wird eine Grunddämpfung definiert, die kleiner als das Verhältnis zwischen dem maximalen und dem minimalen vom Verstärker zu verarbeitenden Signal gewählt wird. Erhöht man dann bei einer weiterhin auftretenden Übersteuerung des Verstärkers durch Beeinflussung der entsprechenden Parameter die Dämpfung des Verstärker-Eingangssignals schrittweise höchstens mit ganzzahligen Potenzen dieses Grunddämpfungswertes, so wird sichergestellt, daß nicht durch die Einführung eines weiteren Dämpfungsschrittes nach einem bei dem vorausgehenden Meßversuch zu großen Eingangssignal plötzlich ein zu kleines und deshalb ebenfalls nicht verarbeitbares Eingangssignal erhalten wird.

Somit kann ein derart arbeitendes Meßsystem, ausgehend von einem den Verstärker übersteuernden Signal die Messung unter Aussendung jeweils eines neuen Lichtimpulses und gleichzeitiger stufenweiser Erhöhung der Dämpfung des Verstärker-Eingangssignals solange fortführen, bis der Verstärker wieder in seinem Linearitätsbereich arbeitet.

Die Erfindung wird im folgenden anhand eines Ausführungsbeispiels unter Bezugnahme auf die Zeichnung beschrieben; in dieser zeigt

Fig. 1 eine schematische Darstellung der wesentlichen Teile eines erfundungsgemäßen Entfernungs-Meßgerätes,

Fig. 2 ein Schaltbild eines bevorzugten, dem Resonanzsystem der Detektoreinrichtung nachgeschalteten Verstärkers aus Fig. 1,

Fig. 3 ein Schaltbild einer erfundungsgemäßen, zur Erzeugung eines zeitsignifikanten Signals dienen Schaltungsanordnung aus Fig. 1,

Fig. 4 ein zur Erläuterung der Funktion der Schaltungsanordnung aus Fig. 3 dienendes Signaldiagramm,

Fig. 5 einen erfundungsgemäß aufgebauten optischen Umschalter und

Fig. 6 in vergrößertem Maßstab einen Ausschnitt aus einem nach dem gleichen Prinzip wie der Umschalter aus Fig. 5 arbeitenden Dämpfungsglied.

Wie in Fig. 1 dargestellt, besitzt ein erfundungsgemäßes Entfernungs-Meßgerät einen Sender 1, der beispielsweise eine Laser-Sendediode 3 und eine diese Sendediode 3 ansteuernde Schaltungsanordnung 4 umfaßt, die im wesentlichen aus einem "langsam" aufladbaren Energiespeicher, beispielsweise in Form einer Kapazität, und einem steuerbaren elektronischen Schalter besteht, der dazu dient, die im Energiespeicher angesammelte Energie schnell über die Sendediode 3 zur Erzeu-

gung eines Laser-Lichtimpulses zu entladen.

Die Ansteuerung dieses Schalters kann für einen periodischen Betrieb mit Hilfe eines Oszillators 6 mit vorgegebener Frequenz erfolgen. Alternativ oder zusätzlich hierzu kann aber auch vorgesehen werden, daß dieser Schalter zur Auslösung von Einzelimpulsen über eine Steuerleitung 8 von der im Gerät vorhandenen zentralen Ablaufsteuerung 10 her getriggert wird, und zwar so, daß das über die Steuerleitung 8 zugeführte Triggersignal mit den Flanken eines Zerhackers, der zur Erzeugung der gewünschten Gerätespannung dient, zeitlich so korreliert ist, daß der Sendeimpuls in einem Zeitpunkt erfolgt, der einen Empfang sowohl des Referenzlichtimpulses als des Meßlichtimpulses in einem Zeitraum ermöglicht, in welchem durch diese Zerhackerflanken bedingte Störungen Versorgungsspannung mit Sicherheit abgeklungen sind.

Die von der Sendediode 3 ausgesandten Lichtimpulse werden über eine Lichtleitfaser 11 und eine Sendeoptik 12, die in Fig. 1 schematisch vereinfacht als einzelne Linse dargestellt ist, zu dem Zielgegenstand hin ausgesandt, dessen Entfernung gemessen werden soll.

Der vom Zielgegenstand reflektierte Teil eines jeden Lichtimpulses wird von der ebenfalls schematisch als einzelne Linse dargestellten Empfangsoptik 14 über eine Lichtleitfaser 15 auf eine als Empfangsglied einer Detektoreinrichtung 16 dienende Photodiode 17 geworfen. Das hierbei von der Photodiode 17 erzeugte elektrische Signal dient zum Anstoßen eines Schwingungsvorganges in einem der Photodiode 17 nachgeschalteten Resonanzsystem 18, das beispielsweise gemäß der DE-OS 26 34 627 als Parallel-Resonanzschwingkreis ausgebildet sein kann. Alternativ hierzu kann gemäß der Erfindung dieses Resonanzsystems 18 aber auch von einem Serien-Resonanzschwingkreis oder einem anderen elektromagnetischen Schwingungssystem gebildet sein.

Entscheidend ist, daß das Resonanzsystem 18 durch das von der Photodiode 17 beim Empfang eines Lichtimpulses abgegebene Signal zu einem gedämpften Schwingungsvorgang angeregt wird, der im allgemeinen sinusförmig und mit exponentiell abnehmender Amplitude der einzelnen Halbschwingungen verläuft.

Das bei diesem Schwingungsvorgang vom Resonanzsystem 18 abgegebene Signal wird durch einen nachgeschalteten Verstärker 20 (s. Fig. 2) verstärkt und dann einer zur Erzeugung eines zeitsignifikanten Signals dienenden Schaltung 22 zugeführt, die im folgenden unter Bezugnahme auf die Fig. 3 und 4 noch genauer erläutert wird.

Hauptaufgabe der Schaltung 22 ist es, immer dann, wenn von der Photodiode 17 ein Lichtimpuls empfangen worden ist, ein Signal zu erzeugen, dessen zeitliche Lage in genau definierter Weise mit dem zeitlichen Schwerpunkt des betreffenden Lichtimpulses korreliert ist.

Dieses zeitsignifikante Signal, das beispielsweise eine fallende oder steigende Impulsflanke sein kann, dient in den Fällen, in denen der zugehörige von der Empfangsdiode 17 empfangene Lichtimpuls von einem weit entfernt liegenden Zielgegenstand reflektiert worden ist, dazu, die beim Aussenden dieses Lichtimpulses begonnene Laufzeitmessung in genau definierter Weise zu beenden. Zu diesem Zweck wird das zeitsignifikante Signal über die Leitung 23 der Zeitmeßvorrichtung zugeführt, die, da sie nicht Gegenstand der vorliegenden Erfindung ist, der einfacheren Darstellung halber mit in die zentrale Ablaufsteuerung 10 aufgenommen wurde.

Um in den obengenannten Fällen auch den Start der

Laufzeitmessung in exakt definierter und driftfreier Weise mit dem Aussendezzeitpunkt des Meßlichtimpulses korrelieren zu können, wird nun bei einem nach dem erfundungsgemäßen Verfahren arbeitenden Meßgerät 5 als zweites zeitsignifikantes Signal weder das der Schaltung 4 zur Lichtimpulserzeugung zugeführte elektrische Triggersignal noch ein über einen zweiten optischen Empfangskanal mit Hilfe eines Referenzlichtimpulses erhaltenes Signal verwendet.

10 Statt dessen ist, wie in Fig. 1 dargestellt, gemäß der Erfindung eine von der Sende-Lichtleitfaser 11 durch eine Y-förmige Verzweigung 24 abgezweigte, im wesentlichen von Lichtleitfasern 25, 27 und 28 gebildete Lichtleitvorrichtung vorgesehen, die so angeordnet ist, daß sie einen Teil des beim Aussenden eines Meßlichtimpulses von der Sendediode 3 abgegebenen Lichts umittelbar, d. h. auf einem sehr kurzen Weg der Empfangsdiode 17 zuführt, so daß diese genauso wie beim Empfang eines Meßlichtimpulses von der Empfangsoptik 14 her das ihr nachgeschaltete Resonanzsystem 18 zu einem Schwingungsvorgang anstoßt, der vom Verstärker 20 verstärkt und von der Schaltung 22 zur Erzeugung eines zeitsignifikanten Signals verwendet wird, das in diesem Fall die in der Ablaufsteuerung 10 enthaltene Zeitmeßvorrichtung startet.

Als Referenzlichtimpuls könnte auch ein mit Hilfe eines entsprechend angeordneten halbdurchlässigen Spiegels abgezweigter Teil des von der Sendediode 3 abgestrahlten Lichts verwendet werden. Wesentlich ist, daß sowohl der Sendeoptik 12 als auch dem Referenzlichtweg 25, 27, 28 gut "durchmisches" Licht zugeführt wird, d. h. Licht, bei dem die Zeitunterschiede, mit denen verschiedene Oberflächenbereiche der lichtemittierenden Sendediode 3 auf den Triggerimpuls mit einer Lichtabgabe reagieren, weitgehend ausgeglichen sind.

30 Hinter der Y-förmigen Verzweigungsstelle ist eine Lichtleitfaser-Spule bzw. -Wicklung 25 angeordnet, die dazu dient, auch den der Detektoreinrichtung 16 unmittelbar zugeführten Referenzlichtimpuls so lange zu verzögern, daß bei seinem Eintreffen an der Photodiode 17 die stärksten, bei der Auslösung des Lichtimpulses in unvermeidlicher Weise miterzeugten Störungen bereits weitgehend abgeklungen sind.

35 Ist das der Empfangsdiode 17 nachgeschaltete Resonanzsystem 18 durch einen empfangenen Lichtimpuls zu einem gedämpften Schwingungsvorgang angestoßen worden, so kann ein erneuter Anstoß, der erfolgt, solange der erste Schwingungsvorgang noch nicht weitgehend wieder abgeklungen ist, zu undefinierten Schwingungsverhältnissen führen, die eine Erzeugung eines dem zweiten Anstoß zeitlich eindeutig zugeordneten zeitsignifikanten Signals durch die Schaltung 22 unmöglich machen.

40 Daher ist gemäß der Erfindung vorgesehen, daß die Schaltung 22 sofort nachdem sie das ordnungsgemäße Anschwingen des Resonanzsystems 18 erkannt hat, wodurch die Erzeugung eines zeitsignifikanten Signals ausgelöst wird, für einen Mindestzeitraum τ gesperrt wird, der etwas größer als die Freiwerdezeit der Detektoranordnung 16 ist, d. h. etwas größer als derjenige Zeitraum, der verstreichen muß, bis das Resonanzsystem 18 nach einem vorausgehenden Anstoß ordnungsgemäß ein zweites Mal angestoßen werden kann. Frühestens nach dem Verstreichen dieses 45 Mindestzeitabstandes τ erhält die Schaltung 22 von der Ablaufsteuerung 10 über die Leitung 29 ein Rücksetz- bzw. Vorbereitungssignal, das sie für Schwingungsvorgänge des Resonanzsystems 18 wieder emp-

fänglich macht.

Nun kann es bei sehr kleinen Abständen zwischen der Meßvorrichtung und dem Zielgegenstand geschehen, daß der vom Zielgegenstand reflektierte Meßlichtimpuls vor dem über die Lichtleitfasern 25, 27 und 28 laufenden Referenzlichtimpuls, gleichzeitig mit dem Referenzlichtimpuls oder innerhalb des obenerwähnten Mindestzeitabstandes τ nach dem Referenzlichtimpuls an der Empfangsdiode 17 eintrifft. In all diesen Fällen schwingt zwar das Resonanzsystem 18 zunächst einmal an und es wird in Antwort hierauf von der Schaltungsanordnung 22 auch ein erstes und somit die Laufzeitmessung startendes zeitsignifikantes Signal erzeugt. Da in diesen Fällen aber der jeweils spätere der beiden Lichtimpulse zu einem Zeitpunkt an der Empfangsdiode 17 eintrifft, in welchem die Schaltungsanordnung 22 noch nicht wieder freigegeben ist, wird kein zweites, die begonnene Laufzeitmessung anhaltendes zeitsignifikantes Signal mehr erzeugt. Da für jedes derartige Meßgerät eine maximale Meßreichweite vorgebar ist, erreicht die weiterlaufende Laufzeitmessung sehr schnell einen über die Lichtgeschwindigkeit mit dieser maximalen Meßreichweite verknüpften Wert, dessen Überschreiten von der Ablaufsteuerung 10 erkannt und zum Anlaß für das Abbrechen der betreffenden Laufzeitmessung und für die Auslösung weiterer Steuerbefehle genommen wird.

Einer dieser Steuerbefehle, der über eine Leitung 31 an einen optischen Umschalter 38 weitergegeben wird, veranlaßt diesen, in den die Sendediode 3 mit der Empfangsdiode 17 verbindenden Referenzlichtweg ein Verzögerungsglied einzuschalten, das den gleichzeitig mit dem Aussenden eines Meßlichtimpulses von der Sendediode 3 abgegebenen Referenzlichtimpuls um wenigstens das zweifache des obengenannten Mindestzeitabstandes τ verzögert.

Bei dem in Fig. 1 wiedergegebenen Ausführungsbeispiel ist dieses Verzögerungsglied eine zu der kurzen Lichtleitfaser 27 parallel angeordnete Lichtleitfaser 34, deren Länge so bemessen ist, daß der Referenzlichtimpuls in ihr die gewünschte Verzögerung erfährt. Nimmt man beispielsweise an, daß der obenerwähnte Mindestzeitabstand etwa $1,5 \mu s$ beträgt, so muß die Lichtleitfaser 34 eine Länge von etwa 600 m besitzen. Um diese Länge im Inneren des Gerätes unterbringen zu können, ist es zweckmäßig die Lichtleitfaser 34 als Spule 35 aufzuwickeln. Da im Handel Lichtleitfasern mit einem außerordentlich kleinen Durchmesser zur Verfügung stehen, ist es möglich, die Abmessungen dieser Spule 35 so klein zu halten, daß sie ohne weiteres auch in einem kleinen Meßgerät angeordnet werden kann. Zwar führt eine solche dünne Lichtleitfaser zu relativ hohen Intensitätsverlusten, doch spielt dies für den Referenzlichtimpuls keine Rolle, da in jedem Fall eine genügend hohe Senderleistung zur Verfügung steht, um ein sicheres Anschwingen des Resonanzsystems 18 zu gewährleisten.

Bei der nach dem Ausführungsbeispiel von Fig. 1 gewählten, parallelen Anordnung von praktisch verzögerungsfreiem und zu einer vorgegebenen Verzögerung führenden Referenzlichtweg wird der an der Y-förmigen Verzweigungsstelle 24 aus der Sende-Lichtleitfaser 11 abgezweigte Referenzlichtimpuls nach dem Durchlaufen der kleinen Verzögerungswicklung 25 einer weiteren Y-förmigen Verzweigungsstelle 26 zugeführt, wo er in zwei Teile aufgespalten wird, von denen der eine den kurzen Referenzlichtweg 27 und der andere die große Verzögerungswicklung 35 durchläuft. Welcher dieser beiden Teilimpulse dann über die Lichtleitfaser

28 zur Photodiode 17 weitergeleitet wird und somit tatsächlich als Referenzlichtimpuls zur Erzeugung eines zeitsignifikanten Signals dient, wird allein durch die Stellung des optischen Umschalters 38 bestimmt, der in Fig. 1 so dargestellt ist, daß er den unmittelbar zugeführten Referenzlichtimpuls weiterleitet. Durch den Pfeil K soll die Umschaltmöglichkeit in die andere, den verzögerten Referenzlichtimpuls weiterleitende Stellung angedeutet werden. Der genaue Aufbau des Umschalters 38 wird weiter unten unter Bezugnahme auf die Fig. 5 beschrieben.

Anstelle des optischen Umschalters 38 kann gemäß der Erfindung auch zum Zusammenführen der beiden parallelen Lichtleitwege eine Y-förmige Verzweigung ähnlich den Verzweigungen 24 und 26 Verwendung finden. In diesem Fall ist dann in jedem der parallelen Lichtleitwege 27 bzw. 34 ein Dämpfungsglied vorgesehen, das durch das Anlegen eines entsprechenden elektrischen Signals zwischen einem sehr niederen Dämpfungswert (nahezu gleich Null) und einem sehr hohen Dämpfungswert (praktisch unendlich) hin- und hergesteuert werden kann. Diese Dämpfungsglieder werden zur Erzielung der Umschaltfunktion von der Ablaufsteuerung 10 über der Leitung 31 entsprechende Leitungen gegensinnig angesteuert, so daß immer eines von ihnen seinen minimalen und das andere seinen maximalen Dämpfungswert annimmt. Als besonders schnell schaltbare Dämpfungsglieder eignen sich z. B. doppelbrechende PLZT- oder PLMNZT-Keramikplättchen, wie sie beispielsweise im Forschungsbericht K 300 4 des Bundesministeriums für Forschung und Technologie vom August 1979 beschrieben sind.

Damit der Referenzlichtimpuls an der Empfangsdiode 17 unabhängig davon, ob er über den kurzen oder den langen Lichtleitweg geführt wurde, immer die gleiche Intensität besitzt, ist in den kurzen Lichtleitweg 27 ein Dämpfungsglied 39 mit einem festen, der durch den langen Lichtleitweg 34 verursachten Dämpfung entsprechenden Dämpfungswert eingefügt.

Hat nun also, wie dies oben beschrieben wurde, die Ablaufsteuerung 10 bei einer Stellung des Umschalters 38, bei der der über den kurzen Lichtleitweg 27 laufende Referenzlichtimpuls zum Detektor 16 gelangt, festgestellt, daß zwar eine Laufzeitmessung gestartet, nicht aber innerhalb eines vernünftigen Zeitraums gestoppt worden ist, so interpretiert sie dies als eine sehr geringe Entfernung zwischen Meßvorrichtung und Zielgegenstand und veranlaßt in Antwort hierauf den Umschalter 38 in die andere Stellung überzuwechseln, in der der über die lange Lichtleitfaser 34 laufende Referenzlichtimpuls der Photodiode 17 zugeführt wird. Wird hierauf ein neuer Lichtimpuls beispielsweise dadurch ausgelöst, daß der Schaltungsanordnung 4 über die Leitung 8 ein von der Ablaufsteuerung 10 ausgehendes Triggersignal zugeführt wird, so erreicht der an einem nur einen geringen Abstand von der Meßvorrichtung aufweisenden Zielgegenstand reflektierte Meßlichtimpuls die Empfangsdiode 17 mit Sicherheit so frühzeitig vor dem durch die Lichtleitfaser 34 verzögerten Referenzlichtimpuls, daß beide Lichtimpulse durch die Detektoreinrichtung 16 einwandfrei erfaßt und zur Erzeugung von zeitsignifikanten Signalen ausgewertet werden können. Es tritt hier zwar eine Umkehr der Reihenfolge ein, d. h. die Laufzeitmessung wird durch den Meßlichtimpuls gestartet und durch den Referenzlichtimpuls beendet. Dies hat lediglich zur Folge, daß der gemessene Zeitabstand Δt nicht direkt die gesuchte Laufzeit ΔT des Meßlichtimpulses wiedergibt, sondern mit dieser über die Gle-

chung $\Delta T = 2\tau - \Delta t$ verknüpft ist, wobei 2τ die durch die Lichtleitfasern 25, 34, 27 bedingte, sehr genau ausmeßbare Verzögerung bedeutet.

Durch das erfundungsgemäße Verfahren wird es also möglich, Entferungen von 0 cm bis zur maximalen Reichweite des Meßgerätes mit einer gleichbleibenden absoluten Genauigkeit von weniger als ± 1 cm auszumessen. Da, wie bereits erwähnt, die lange Lichtleitfaser 34 eine Länge in der Größenordnung von etwa 600 m besitzen kann, kann es zur Erzielung der eben genannten Genauigkeit erforderlich sein, temperaturbedingte Längenänderungen dieser Lichtleitfaser 34 zu berücksichtigen. Dies kann entweder dadurch geschehen, daß man für den Umschalter 38 eine Mittelstellung vorsieht, in der er einen Teil des über die kurze Lichtleitfaser 27 und einen Teil des über die lange Lichtleitfaser 34 laufenden Referenzlichtimpulses durchläßt. Sorgt man dann dafür, daß bei dieser Schalterstellung kein Meßlichtimpuls empfangen wird, so kann man den Zeitabstand zwischen diesen beiden Referenzlichtimpulsen ausmessen und damit einen Korrekturwert für eine Veränderung der durch die lange Lichtleitfaser 34 bedingten Verzögerung erhalten.

Eine andere Möglichkeit besteht darin, die Temperatur im Inneren des Meßgerätes zu messen und hieraus einen Korrekturwert für die Verzögerung 2τ abzuleiten.

Wie Fig. 1 weiterhin zeigt, wird das vom Verstärker 20 abgegebene Signal nicht nur der Schaltungsanordnung 22 zur Erzeugung eines zeitsignifikanten Signals sondern auch einem Komparator 41 zugeführt, der dieses Verstärkersignal mit einer vorgegebenen Referenzspannung vergleicht. Diese Referenzspannung ist so gewählt, daß sie in etwa der oberen Grenze des Linearitätsbereichs des Verstärkers 20 entspricht. Wird nämlich dieser Linearitätsbereich überschritten, so kann es zu erheblichen zeitlichen Verschiebungen der Nulldurchgänge des vom Verstärker 20 abgegebenen Schwingungssignals bezüglich des Anstoßzeitpunktes des Resonanzsystems 18 kommen, so daß eine einwandfreie zeitliche Zuordnung dieser Nulldurchgänge bzw. eines von einem solchen Nulldurchgang abgeleiteten zeitsignifikanten Signals zum Empfangszeitpunkt des auslösenden Lichtimpulses nicht mehr gegeben ist.

Bei einem Meßgerät, das einerseits zur Erzielung einer möglichst großen Maximalreichweite mit einer möglichst hohen Sendeleistung und einer hohen Empfindlichkeit auf der Empfängerseite arbeitet, andererseits aber auch in der Lage sein soll, die Entfernung gering beabstandeter, unter Umständen eine hohe Reflexivität besitzender Zielkörper exakt auszumessen, kann es insbesondere in den zuletzt genannten Fällen durchaus zu einer Übersteuerung des Verstärkers 20 kommen, da die Amplitude des vom Resonanzsystems 18 abgegebenen Schwingungssignals von der Stärke des Anstoßes, d. h. also von der Helligkeit des von der Photodiode 17 empfangenen Lichtimpulses abhängt. Tritt eine solche Übersteuerung des Verstärkers 20 ein, so wird dies vom Komparator 41 erkannt, der über die Leitung 42 ein entsprechendes Übersteuerungssignal an die Ablaufsteuerung 10 abgibt. Aufgrund dieses Übersteuerungssignals wird von der Ablaufsteuerung 10 der eben gewonnene Meßwert verworfen und die Wiederholung der Messung unter geänderten Bedingungen eingeleitet, wie dies im folgenden kurz beschrieben wird.

Bei der aus dem Verstärker 20 und der Schaltungsanordnung 22 bestehenden Untereinheit der Detektorvorrichtung 16 läßt sich bei einer angestrebten Meßgenau-

igkeit von weniger als ± 1 cm eine Dynamik von ca. 15 erreichen, d. h. zwischen dem kleinsten von der Schaltungsanordnung 22 gerade noch präzise erkenn- und verarbeitbaren Signal und dem größten, gerade noch innerhalb des vom Komparator 41 überwachten Linearitätsbereichs des Verstärkers 20 abgegebenen Signal besteht ein Verhältnis von ungefähr 1 : 15.

Hat nun die Ablaufsteuerung 10 aufgrund eines vom Komparator 41 erzeugten Übersteuerungssignals erkannt, daß der Verstärker 20 über seinen Linearitätsbereich hinaus getrieben wurde, so muß sie bei der Wiederholung des Meßversuches dafür sorgen, daß das Resonanzsystem 18 weniger stark angestoßen wird. Dies kann durch eine Verringerung der Sendeleistung und/oder durch eine Verringerung der Empfindlichkeit der Meßanordnung auf der Empfängerseite erreicht werden. Diese beiden Möglichkeiten sollen im folgenden unter dem Begriff der "Dämpfung des Empfangssignals" zusammengefaßt werden.

Erfundungsgemäß ist es nun von besonderer Bedeutung, daß nach einer vom Komparator 41 gemeldeten Übersteuerung des Verstärkers 20 bei der Wiederholung des Meßversuches nur eine Dämpfung vorgenommen wird, die kleiner als der oben erwähnte Dynamikbereich 1 : 15 ist. Würde man nämlich gleich beim ersten Dämpfungsschritt beispielsweise um einen Faktor 20 dämpfen, so könnte es geschehen, daß dann, wenn beim ersten, gescheiterten Meßversuch nur eine geringe Übersteuerung des Verstärkers 20 vorhanden war, beim nachfolgenden Meßversuch kein von der Schaltungsanordnung 22 verarbeitbares Signal mehr erhalten wird.

Durch den Dynamikbereich der aus Verstärker 20 und Schaltungsanordnung 22 bestehenden Untereinheit ist also eine Maximal- bzw. Grunddämpfung vorgegeben, die bei einem einzelnen Dämpfungsschritt nicht überschritten werden darf.

Zeigt sich bei der Wiederholung des Meßversuches mit um die Grunddämpfung abgeschwächtem Empfangssignal, daß der Verstärker 20 noch immer übersteuert wird, so muß natürlich eine weitere Dämpfungsstufe eingeschaltet und dieses Verfahren solange wiederholt werden, bis der Verstärker 20 wieder in seinem Linearitätsbereich arbeitet.

Um die eben beschriebene mehrstufige Dämpfung zu erzielen, stehen bei einer erfundungsgemäßen Meßanordnung mehrere Parameter zur Verfügung.

Der erste dieser Parameter ist die Leistung der Sendodiode 3, die durch eine unterschiedliche hohe Aufladung des in der Schaltungsanordnung 4 zur Lichtimpulserzeugung enthaltenen Energiespeichers verändert werden kann. Das hierzu erforderliche Signal kommt, wie bereits erwähnt, von der Ablaufsteuerung 10 und wird der Schaltungsanordnung 4 bei dem Ausführungsbeispiel nach Fig. 1 über die Leitung 43 zugeführt. Durch die Veränderung der Sendeleistung läßt sich ein Dämpfungsverhältnis etwa in der Größenordnung 1 : 4 erzielen.

Als weiterer Parameter steht die Empfindlichkeit der Empfangs-Photodiode 17 zur Verfügung, die durch Änderung der Vorspannung dieser Diode je nach Diodentyp im Verhältnis 1 : 6 bis 1 : 7 verändert werden kann. Dies geschieht bei dem Ausführungsbeispiel nach Fig. 1 mit Hilfe der Vorspannungssteuerung 44, die über die Leitung 45 die entsprechenden Befehlssignale von der zentralen Ablaufsteuerung 10 erhält.

Als dritter Parameter zur Verringerung der Empfangs-Empfindlichkeit ist schließlich ein optisches Dämpfungsglied 46 mit veränderbarem Dämpfungsfak-

tor in den Lichtweg 15 zwischen der Empfangsoptik 14 und der Empfangs-Photodiode 17 eingeschaltet, wobei der Dämpfungsfaktor dieses veränderbaren optischen Dämpfungsgliedes 46 von der Ablaufsteuerung 10 über die Leitung 47 gesteuert wird.

Als optisches Dämpfungsglied 46 kann beispielsweise eine Irisblende verwendet werden, die stufenweise verengt bzw. erweitert werden kann. Besonders bevorzugt wird jedoch ein weiter unten unter Bezugnahme auf Fig. 5 näher beschriebenes Dämpfungsglied, mit dem sich beispielsweise ein Dämpfungsfaktor von 1 : 160 erzielen läßt.

Dieser Dämpfungsfaktor ist zwar wesentlich größer als der Dynamikbereich des Verstärkers 20 und der nachgeschalteten Schaltungsanordnung 22.

Geht man aber davon aus, daß der Komparator 41 bei einem ersten, unter voller Senderleistung und bei voller Empfindlichkeit der Meßanordnung durchgeführten Meßversuch eine Übersteuerung angezeigt hat, so bedeutet dies lediglich, daß bei der ersten Wiederholung nicht sofort das Dämpfungsglied 46 eingeschaltet werden darf. Vielmehr ist es zweckmäßig zuerst einen der beiden anderen Dämpfungsparameter einzusetzen. Kommt es dann bei der mit diesem Parameter durchgeführten Wiederholung des Meßversuches zu einer erneuten Übersteuerung des Verstärkers 20, so wird der andere der beiden nur eine relativ geringe Dämpfung bewirkenden Parameter zusätzlich eingeschaltet. Mit den oben beispielsweise angeführten Zahlenwerten bedeutet dies, daß bei der zweiten Wiederholung nunmehr mit einer Dämpfung von ungefähr 1 : 24 bis 1 : 28 gearbeitet wird. Führt auch das wieder zu einer Übersteuerung des Verstärkers 20, so können die beiden bisher verwendeten Dämpfungsmöglichkeiten wieder abgeschaltet und statt dessen das optische Dämpfungsglied 46 eingeschaltet werden, da dessen Dämpfungsfaktor von 1 : 160 mit Sicherheit kleiner als das Produkt aus dem bisher verwendeten Dämpfungsfaktor 1 : 24 und der Dynamik 1 : 15 des Verstärkers 20 und der nachgeschalteten Schaltungsanordnung 22 ist.

Wird auch bei der allein mit dem Dämpfungsglied 46 durchgeführten Wiederholung des Meßversuches der Verstärker 20 übersteuert, so können erforderlichenfalls wieder die beiden anderen Dämpfungsparameter eingesetzt werden. Insgesamt läßt sich auf diese Weise ein Dynamikbereich überstreichen, der größer als 1 : 55 000 ist. Durch die zusätzliche Verwendung eines Filters mit einem Dämpfungsverhältnis beispielsweise ebenfalls von 1 : 55 000 läßt sich also ohne weiteres ein Dynamikbereich von 1 : 3 · 10⁹ erreichen, wodurch es möglich wird, einerseits eine sehr hohe Senderleistung und eine sehr hohe Empfindlichkeit für eine möglichst große Reichweite vorzusehen und andererseits auch noch bei sehr gut reflektierenden Zielgegenständen beliebig kurze Abstände mit einer hohen Genauigkeit auszumessen.

Es hat sich gezeigt, daß eine optimale Meßgenauigkeit dann erzielbar ist, wenn die Amplituden bzw. Intensitäten der von der Photodiode 17 empfangenen, jeweils zum Start bzw. Stop ein und derselben Laufzeitmessung dienenden, d. h. also zusammengehörenden Meß- und Referenzlichtimpulse einander möglichst gleich sind. Da, wie eben ausgeführt, die Intensität des Meßlichtimpulses gemäß der Erfindung innerhalb weiter Grenzen veränderbar ist, ist zur jeweiligen Anpassung des zugehörigen Referenzlichtimpulses in denjenigen Teil 28 des Referenzlichtweges, der sowohl den unmittelbar als auch den verzögert zugeführten Referenzlichtimpuls weiterleitet, ein einstellbares Dämpfungsglied 48 einge-

fügt, das über die Leitung 49 von der Ablaufsteuerung 10 gesteuert wird.

Verwendet man, wie dies obenerwähnt wurde, statt des Umschalters 38 zwei steuerbare Dämpfungsglieder (z. B. doppeltbrechende Keramikplättchen), so kann von diesen die eben beschriebene Anpassung der Intensität des Referenzlichtimpulses übernommen und das in Fig. 1 dargestellte Dämpfungsglied 48 weggelassen werden.

Ein wesentliches Merkmal einer nach dem erfundungsgemäß Verfahren arbeitenden Meßvorrichtung ist es, daß dem gemäß Fig. 2 über einen Vorwiderstand 78 und einen Glättungskondensator 79 mit Spannung versorgten Photoempfänger dieser Meßvorrichtung, also z. B. der Photodiode 17 ein Resonanzsystem 18 nachgeschaltet ist, das vorteilhafterweise aus einem den Arbeitswiderstand der Photodiode 17 bildenden Parallel-Resonanzschwingkreis besteht, der aus einer Spule 80, der Sperrschichtkapazität der Photodiode 17 und einer zusätzlichen, parallelgeschalteten, externen Kapazität 81 sowie einem Widerstand 82 aufgebaut ist.

Dieses Resonanzsystem wird durch einen von der Photodiode 17 empfangenen Lichtimpuls zu einem sinusförmigen Schwingungsvorgang angeregt, dessen zweite Halbwelle im allgemeinen die größte Amplitude besitzt und der dann nach einem exponentiellen Dämpfungsgesetz wieder abklingt.

Es hat sich gezeigt, daß zumindest kurzfristig, mit Sicherheit also für den äußerst kurzen Zeitraum, innerhalb dessen auch bei großen auszumessenden Entfernung Referenzlichtimpuls und Meßlichtimpuls bei der Empfangs-Photodiode 17 eintreffen, die Nulldurchgänge dieses Schwingungsvorganges in außerordentlich exakter, reproduzierbarer Weise mit dem zeitlichen Schwerpunkt des anstoßenden Lichtimpulses korreliert sind. Dies gilt auch für die Nulldurchgänge des Ausgangssignals des dem Resonanzsystem 18 nachgeschalteten Verstärkers 20, solange dieser Verstärker nicht übersteuert, d. h. in seinem Linearitätsbereich betrieben wird.

Somit sind die Nulldurchgänge des Ausgangssignals des Verstärkers 20 außerordentlich gut geeignet, um ein zeitsignifikantes Signal auszulösen, mit dessen Hilfe die zur Laufzeitmessung des Lichtimpulses erforderliche Zeitmessung entweder gestartet oder beendet wird.

Wie Fig. 2 weiterhin zeigt, besitzt dieser Verstärker 20 gemäß der Erfindung als Eingangsstufe einen Impedanzwandler 83, der dazu dient, den relativ hohen Ausgangswiderstand des Resonanzsystems 18 an den niedrigen Eingangswiderstand der nachfolgenden ersten Verstärkerstufe 84 anzupassen, deren Ausgangssignal über einen weiteren Impedanzwandler 85 der zweiten Verstärkerstufe 86 zugeführt wird. Dieser zweistufige Aufbau des Verstärkers 20, bei dem jede der beiden Stufen eine vergleichsweise niedrige Verstärkung von etwa 1 : 10 besitzt, hat den Vorteil, daß er eine wesentlich geringere Schwingneigung zeigt, als ein einstufiger Verstärker mit einer entsprechenden Verstärkung 1 : 100.

Das Ausgangssignal der zweiten Verstärkerstufe 86 wird über einen galvanisch entkoppelnden Kondensator 87 einer den Gleichspannungs-Nullpegel auf einem fest vorgegebenen Wert konstant haltenden Regelschaltung 90 zugeführt, die in ihrem Vorwärts-Zweig einen dritten Impedanzwandler 91 mit zugehöriger Beschaltung und in ihrem Rückkopplungszweig einen normalen driftarmen Operationsverstärker 92 mit entsprechender Beschaltung umfaßt. Der somit gegen temperaturbedingte Schwankungen und aufgrund von Bauelemente-Alte-

rung auftretende Drifterscheinungen stabilisierte Ausgangs-Gleichspannungspegel, dem immer dann, wenn das Schwingungssystem 18 durch einen von der Fotodiode 17 empfangenen Lichtimpuls zu einem Schwingungsvorgang angeregt worden ist, ein verstärktes, gedämpftes, sinusförmiges Schwingungssignal überlagert ist, wird dann unmittelbar der weiter unten unter Bezugnahme auf Fig. 3 noch genauer beschriebenen Schaltungsanordnung 22 zur Erzeugung eines zeitsignifikanten Signals zugeführt.

Bei einer bevorzugten Ausführungsform des Verstärkers 20 finden als Impedanzwandler 83, 85 und 91 integrierte Schaltungen Verwendung, wie sie beispielsweise von der Firma National Semiconductor unter der Bezeichnung LH 0033-CG vertrieben werden.

Das Kernstück einer jeden Verstärkerstufe 84 bzw. 86 bildet ein programmierbarer Verstärker, wie er beispielsweise unter der Bezeichnung AM 733-T von der Firma Advanced Micro Devices vertrieben wird. Im Rückkopplungszweig der Regelschaltung 90 kommt ein Operationsverstärker 92 zum Einsatz, der von der Firma Analog Devices unter der Bezeichnung AD 741 LN angeboten wird. Für alle diese integrierten Schaltungen ist in Fig. 2 nur die zur Signalverarbeitung erforderliche externe Beschaltung wiedergegeben, während die den entsprechenden Datenblättern entnehmbare Stromversorgungs-Beschaltung der klareren Darstellung halber weggelassen ist.

Wie man der Fig. 2 entnimmt, wird das Ausgangssignal des Impedanzwandlers 83 über einen Koppelkondensator 93 dem über einen Widerstand 94 mit Masse verbundenen ersten Eingang des programmierbaren Verstärkers 95 der ersten Verstärkerstufe 84 zugeführt. Der zweite Eingang des Verstärkers 95 ist über einen Widerstand 96 zur Masse hin abgeschlossen. Zwischen die Programmierungseingänge ist ein die Verstärkung dieser Verstärkerstufe festlegender Programmierwiderstand 97 geschaltet.

Das Ausgangssignal der ersten Verstärkerstufe 84 wird über einen Kondensator 98 und einen von den Widerständen 101 und 102 gebildeten Spannungsteiler dem Eingang des zweiten Impedanzwandlers 85 zugeführt, der mit dem Verbindungspunkt der beiden Widerstände 101 und 102 verbunden ist. Zwischen diesem Punkt und der Masse ist ein Siebkondensator 103 zur Ausschaltung von HF-Störungen geschaltet.

Das Ausgangssignal des Impedanzwandlers 85 wird über einen galvanisch trennenden Koppelkondensator 105 dem einen, über einen Widerstand 106 mit Masse verbundenen Eingang des programmierbaren Verstärkers 107 der zweiten Verstärkerstufe 86 zugeführt. Der zweite Eingang dieses programmierbaren Verstärkers 107 ist über einen Widerstand 108 auf Masse gelegt, während die Verstärkung dieser Verstärkerstufe durch einen Programmierwiderstand 109 vorgegeben wird. Hier zeigt sich ein weiterer Vorteil des zweistufigen Aufbaus des Verstärkers 20, da hierdurch die Möglichkeit geboten wird, über zwei voneinander unabhängige Programmierungseingänge die gesamte Verstärkung außerordentlich genau festzulegen und an die gegebenen Verhältnisse anzupassen.

Das im folgenden nicht mehr weiter veränderte Wechselspannungs-Ausgangssignal der zweiten Verstärkerstufe 86 gelangt über einen zur galvanischen Entkopplung dienenden Kondensator 87 und einen Vorwiderstand 110 an den Eingang des dritten Impedanzwandlers 91, dessen Eingangs-Gleichspannung grob durch den von den Widerständen 111 und 112 gebilde-

ten, zwischen einer Versorgungsspannungsquelle und die Masse geschalteten Spannungsteiler festgelegt wird, während die die Ausgangsgleichspannung des Impedanzwandlers 91 konstant haltende Beeinflussung der Eingangs-Gleichspannung mit Hilfe des auf den gemeinsamen Verbindungspunkt der Widerstände 110, 111 und 112 und des Kondensators 87 geführten Ausgangssignals des Rückkopplungszweiges der Regelschaltung 90 erfolgt. Unmittelbar zwischen den Eingang des Impedanzwandlers 91 und die Masse ist noch ein HF-Störungen unterdrückender Kondensator 113 geschaltet.

Der Ausgang des Impedanzwandlers 91 ist einerseits über einen Widerstand 114 mit Masse verbunden. Andererseits wird das an ihm erscheinende Gleichspannungs-Signal über einen Widerstand 115, eine Wechselspannungs-Anteile unterdrückende Drossel 116 und einen weiteren Widerstand 117 dem invertierenden Eingang des Operationsverstärkers 92 zugeführt, dessen nichtinvertierender Eingang mit Hilfe eines von den Widerständen 118, 119 und 120 gebildeten Spannungsteilers auf ein Referenzpotential gelegt ist, das durch einen Siebkondensator 121 von HF-Störungen freigehalten wird. Das Ausgangssignal des Operationsverstärkers 92 wird einerseits über einen Rückkopplungszweig, der aus einem Kondensator 125 und einem hierzu parallel geschalteten Widerstand 126 besteht, dem invertierenden Eingang des Operationsverstärkers 92 und andererseits über einen Widerstand 127 auf den obengenannten Verbindungspunkt der Widerstände 110, 111, 112 und des Kondensators 87 geführt.

In Fig. 3 ist eine besonders bevorzugte Ausführungsform der Schaltungsanordnung 22 zur Erzeugung von zeitsignifikanten Signalen mehr im einzelnen dargestellt. Wie die Fig. 3 zeigt, wird das vom Verstärker 20 kommende Schwingungssignal drei Komparatoren 50, 51 und 52 zugeführt, die es mit verschiedenen fest vorgegebenen Spannungspegen vergleichen. Zur Realisierung dieser Komparatoren können handelsübliche Bauelemente, beispielsweise vom Typ AM 686-CM der Firma Advanced Micro Devices oder vom Typ SP 9685-CM der Firma Plessey verwendet werden.

Alle diese Bauelemente besitzen Digitalausgänge Q und \bar{Q} , an denen sie eine logische Eins bzw. eine logische Null abgeben, je nachdem, ob die an ihren + -Eingängen anliegende Meßspannung größer oder kleiner als die an ihren - -Eingängen anliegende Referenzspannung ist.

Weiterhin ist diesen Bauelementen gemeinsam, daß sie sogenannte Latch-Enable-Eingänge (LE-Eingänge) besitzen, über die sie gesperrt bzw. aktiviert werden können. Im aktivierte Zustand ändert sich das Ausgangssignal an den Q bzw. \bar{Q} -Ausgängen bei jedem Über- bzw. Unterschreiten der jeweiligen Referenzspannung, während im gesperrten Zustand der jeweils letzte erreichte Logikpegel an diesen Ausgängen erhalten, d. h. also bis zu einer erneuten Aktivierung gespeichert bleibt. Die genannten Bauelemente unterscheiden sich lediglich darin, daß erstere TTL-Signale abgeben und an ihrem LE-Eingang eine logische Null zur Aktivierung benötigen, während die letzteren mit ECL-Bausteinen kompatibel sind und an ihrem LE-Eingang zur Aktivierung eine logische Eins brauchen.

Bei dem in Fig. 3 wiedergegebenen Ausführungsbeispiel wird der klareren Darstellung halber davon ausgegangen, daß nur TTL-kompatible Komparatoren Verwendung finden. Bei einer besonders bevorzugten Ausführungsform trifft dies allerdings nur für die Komparatoren 51 und 52 zu, während der Komparator 50 ein ECL-kompatibles Bauelement ist. Es ist klar, daß in die-

sem Fall den Ausgängen des in Fig. 3 wiedergegebenen Komparators 50 ECL/TTL-Pegelumsetzer nachgeschaltet werden müssen, wenn im übrigen eine TTL-Logik verwendet wird, und daß vor dem LE-Eingang dieses Komparators ein invertierender TTL/ECL-Spannungsumsetzer angeordnet werden muß.

Aufgabe der Schaltungsanordnung 22 ist es im wesentlichen, das ordnungsgemäße Anschwingen des Resonanzsystems 18 festzustellen und daraufhin einen vorgegebenen Nulldurchgang dieser Schwingung zu detektieren und zur Abgabe eines zeitsignifikanten Signals zu verwenden.

Letzteres geschieht im wesentlichen mit Hilfe des Nulldurchgangskomparators 50, an dessen einem Eingang, wie in Fig. 3 dargestellt, das vom Verstärker 20 abgegebene Signal anliegt, während er an seinem anderen Eingang den Nullpegel erhält.

Da aber zu allen Zeiten, in welchen das Resonanzsystem 18 nicht schwingt, am Ausgang des Verstärkers 20 ein dem Nullpegel entsprechendes Signal erscheint, würde der Nullpegelkomparator 50 bei jeder kleinsten, beispielsweise durch Rausch- oder Störsignale verursachten Schwankung des Verstärker-Ausgangssignals ein Überschreiten des Nullpegels in der einen oder der anderen Richtung erkennen und an seinem Ausgang entsprechende Signale abgeben. Daher ist es erforderlich, den Nullpegel-Komparator 50 über seinen LE-Eingang normalerweise zu sperren und ihn nur dann freizugeben, wenn das Resonanzsystem 18 wirklich zu einem Schwingungsvorgang angestoßen worden ist.

Dies wird durch die beiden weiteren Komparatoren 51 und 52 erkannt, von denen der erstere das Ausgangssignal des Verstärkers 20 mit einer vom Nullpegel verschiedenen ersten Referenzspannung U_{Ref1} vergleicht, die so gewählt ist, daß sie praktisch die untere Grenze der von der Detektoreinrichtung 16 gerade noch verarbeitbaren Signale definiert. Wie bereits erwähnt, ist die Maximalamplitude eines jeden Schwingungsvorganges abhängig von der Intensität des anstoßenden Lichtimpulses. Es wurde ebenfalls bereits erwähnt, daß für die aus Verstärker 20 und Schaltungsanordnung 22 bestehende Untereinheit der Detektoreinrichtung 16 etwa ein Dynamikbereich von 1 : 15 erzielbar ist, wenn man eine Meßgenauigkeit von weniger als ± 1 cm anstrebt.

Dies hat seinen Grund einerseits darin, daß der Linearitätsbereich des Verstärkers 20 Ausgangssignale beispielsweise bis maximal 1500 mV zuläßt, daß andererseits aber Schwingungsvorgänge, deren Maximalamplitude kleiner als 100 mV ist, nicht mehr mit der erforderlichen Genauigkeit ausgewertet werden können, weil sonst das Signal-Rausch-Verhältnis so ungünstig wird, daß eine Meßgenauigkeit von weniger als ± 1 cm nicht mehr erzielbar ist.

Bei dem vorliegenden Beispiel ist es also zweckmäßig, U_{Ref1} gleich 100 mV festzulegen, und nur solche Schwingungsvorgänge zur Erzeugung von zeitsignifikanten Signalen zuzulassen, deren zweite, d. h. größte Halbwelle eine Amplitude besitzt, die ihrem Absolutbetrag nach diesen Referenzwert übersteigt.

Für den den betreffenden Vergleich durchführenden Komparator 51 ergibt sich dabei nun das Problem, daß er sowohl auf Schwingungen ansprechen soll, deren maximale Amplitude beispielsweise 100,5 mV beträgt, als auch auf Schwingungen, deren maximale Amplitude 1500 mV erreicht. Der sogenannte "Overdrive" dieses Komparators kann sich also in einem Bereich von 0,5 mV bis 1400 mV bewegen.

Es wurde nun gefunden, daß die obengenannten han-

delsüblichen Komparatoren, die bisher nicht beschriebene Eigenschaft besitzen, in einem unteren, je nach Typ bis zu 1,5 mV bzw. bis zu 5 mV reichendem Overdrive-Bereich mit statistisch schwankenden Verzögerungen auf das Überschreiten des vorgegebenen Referenzpegels zu reagieren.

So kann es in völlig unvorhersehbarer Weise bis zu 100 ns dauern, bis nach einem nur sehr geringfügigen Überschreiten des Referenzpegels U_{Ref1} durch das Ausgangssignal des Verstärkers 20 am Q-Ausgang des Komparators 51 das gewünschte Signal erscheint, was dazu führen kann, daß der durch dieses Signal freizugebende Nullpegel-Komparator 50 einen völlig falschen Nulldurchgang des Verstärkersignals 20 zur Auslösung eines zeitsignifikanten Signals verwendet, wodurch natürlich erhebliche Meßfehler entstehen.

Um dies zu verhindern, ist nun erfundungsgemäß ein weiterer Komparator 52 vorgesehen, der das Ausgangssignal des Verstärkers 20 mit einer zweiten Referenzspannung U_{Ref2} vergleicht, deren Absolutwert um etwa 25% bis 30% kleiner ist als der Absolutwert von U_{Ref1} . Weiterhin ist den beiden Komparatoren 51 und 52 eine im vorliegenden Ausführungsbeispiel von einem Flip-Flop 54 gebildete logische Verknüpfungsschaltung zugeordnet, die den Nullpegel-Komparator 50 nur dann freigibt, wenn die von den Komparatoren 51 und 52 beim Über- bzw. Wiederunterschreiten ihrer jeweiligen Referenzpegel durch die Ausgangsspannung des Verstärkers 20 erzeugten Signale in der richtigen zeitlichen Reihenfolge erscheinen. Da die Vergleichsspannung U_{Ref2} des Komparators 52 weit unterhalb der kleinsten, zu einer Auswertung gerade noch zugelassenen Maximalamplitude liegt, wird dieser Komparator auch von den kleinsten, vom Komparator 51 gerade noch zugelassenen Spannungswerten genügend weit übersteuert, so daß bei ihm die obenerwähnte Verzögerung des Ausgangssignals nicht auftritt. Wenn also die Bedingung erfüllt ist, daß der Komparator 51 ein Überschreiten seiner Referenzspannung U_{Ref1} zuerst angezeigt hat, und daß dann der Komparator 52 ein Wiederunterschreiten seiner Referenzspannung U_{Ref2} durch die Ausgangsspannung des Verstärkers 20 anzeigt, so kann man sicher sein, daß die oben beschriebene Ausgangssignal-Verzögerung beim Komparator 51 nicht aufgetreten ist.

Die eben geschilderte Bedingung wird dadurch abgefragt, daß durch das am Q-Ausgang des Komparators 51 erscheinende Signal über ein zwischengeschaltetes Sperr-Flip-Flop 55, dessen Bedeutung weiter unten noch erläutert wird, der Dateneingang des Flip-Flops 54 auf eine logische Eins gesetzt wird. Damit und nur damit ist dieses Flip-Flop 54 vorbereitet, um bei einem über ein weiteres Sperr-Flip-Flop 56 an seinem Takt-Eingang gelangenden, das Wiederunterschreiten von U_{Ref2} anzeigen den Signal des Komparators 52 zu reagieren.

Am Q-Ausgang des Flip-Flops 54 erscheint dann eine logische Eins, die über ein Verzögerungsglied 57 und ein NAND-Gatter 59 dem LE-Eingang des Nullpegel-Komparators 50 zugeführt wird und diesen freigibt, so daß er bei dem nächstfolgenden Nulldurchgang des Verstärkersignals entsprechende Ausgangssignale abgeben kann.

Erfundungsgemäß ist die Zeitkonstante Θ des Verzögerungsgliedes 57 so gewählt, daß nicht sofort der nächste, auf das Wiederunterschreiten von U_{Ref2} folgende sondern erst ein späterer, besonders bevorzugterweise der insgesamt vierte Nulldurchgang des betreffenden Schwingungsvorgangs vom Komparator 50 detektiert

und zur Auslösung eines zeitsignifikanten Signals verwendet wird. Dies hat seinen Grund darin, daß zu diesem bezüglich des Aussendens des Meßlichtimpulses vergleichsweise spät liegenden Zeitpunkt mit Sicherheit damit gerechnet werden kann, daß alle durch das Ausenden des Lichtimpulses verursachten Störspannungen innerhalb des Meßgerätes abgeklungen sind, so daß hier also ein sehr ruhiger Zeitraum ausgenutzt wird, der eine sehr präzise Erkennung des tatsächlichen Nulldurchgangs der Sinusschwingung des Resonanzsystems 18 ermöglicht.

Das mit dem detektierten Nulldurchgang zeitlich streng gekoppelte zeitsignifikante Signal wird bei dem Ausführungsbeispiel nach Fig. 3 von dem \bar{Q} -Ausgang des Nullpegel-Komparators 50 abgegeben.

Überschreitet das Ausgangssignal des Verstärkers 20 den Nullpegel in fallender Richtung, so erscheint an dem bis dahin auf logisch Null liegenden \bar{Q} -Ausgang eine logische Eins. Die dabei auftretende, ansteigende Signalfalte wird als zeitsignifikantes Signal zum Starten bzw. Anhalten der Lichtimpuls-Laufzeitmessung verwendet.

Während der Zeiten, zu denen mit Sicherheit feststeht, daß das Resonanzsystem 18 nicht anschwingen kann, weil kein Meßlicht- oder Referenzlicht-Impuls an der Photodiode 17 zu erwarten ist, soll verhindert werden, daß die Komparatoren 51 und 52 auf irgendwelche Störsignale ansprechen und somit zur Unzeit den Nullpegel-Komparator 50 freigeben. Außerdem sollen die Komparatoren 51 und 52 nur auf die die größte Amplitude besitzende, d. h. im allgemeinen die zweite Halbwelle eines Schwingungsvorgangs, nicht aber auf später folgende Halbwellen ansprechen.

Das bedeutet, daß es zweckmäßig ist, die Komparatoren 51 und 52 während der gesamten, zwischen den einzelnen Lichtimpuls-Sendevorgängen liegenden Zeiträume zu sperren, sie erst kurz vor dem erwarteten Eintreffen eines Meßlicht- bzw. Referenzlicht-Impulses an der Photodiode 17 freizugeben und sie nach ihrem ordnungsgemäßem Ansprechen sofort wieder zu sperren. Dies geschieht mit Hilfe der Sperr-Flip-Flops 55 und 56, deren Q -Ausgänge "normalerweise" auf einer logischen Eins liegen und somit den zugehörigen Komparator 51 bzw. 52 über dessen LE-Eingang sperren. Aus diesem Zustand werden sie erst kurz vor dem erwarteten Eintreffen eines Lichtimpulses an der Photodiode 17 durch das über die Leitung 29 zugeführte Rücksetzsignal zurückgesetzt.

Eine vergleichbare Funktion wird für den Nullpegel-Komparator 50 sowohl von dem Flip-Flop 54 als auch von seinem eigenen \bar{Q} -Ausgang ausgeübt, der über das ODER-Gatter 58 und das NAND-Gatter 59 den LE-Eingang zunächst im Ruhezustand solange blockiert, bis das Flip-Flop 54 gesetzt wird, und nach dem Ansprechen des Nullpegel-Komparators 50 diesen sofort, d. h. ohne die Verzögerung wieder sperrt, sobald der Nullpegel-Komparator 50 in seine Ausgangslage zurückkehrt.

Nun kann es ohne weiteres geschehen, daß zwar ein Lichtimpuls ausgesandt und damit auch ein Rücksetzsignal auf der Leitung 29 erzeugt wird, ohne daß jedoch ein vom Zielgegenstand reflektierter Lichtimpuls an der Photodiode 17 eintrifft, der kräftig genug ist, um das Resonanzsystem 18 so stark anzustoßen, daß das vom Resonanzsystem abgegebene und vom Verstärker 20 verstärkte Schwingungssignal eine die beiden Referenzpegel der Komparatoren 51 und 52 übersteigende Amplitude aufweist. Ohne weitere Maßnahmen hätte dies

zur Folge, daß die Komparatoren 51 und 52 in ihrem freigegebenen Zustand relativ lange Zeit verharren würden und in diesem Zeitraum auf genügend kräftige Störungen ansprechen und somit die Erzeugung eines zu Fehlmessungen führenden zeitsignifikanten Signals veranlassen könnten. Um dem vorzubeugen, ist gemäß der Erfindung vorgesehen, daß dem Dateneingang des Flip-Flops 55 eine ein Ansprechen dieses Flip-Flops auf ein Steuersignal des Komparators 51 ermöglichte logische Eins nicht fortwährend zugeführt wird. Statt dessen wird an diesen D-Eingang von der Ablaufsteuerung 10 her über die Leitung 30 ein Zeitfenstersignal angelegt, das gleichzeitig mit oder kurz nach dem auf der Leitung 29 erscheinenden Rücksetzsignal auf eine logische Eins springt und diesen Pegel nur so lange beibehält, bis seit dem Aussenden des Lichtimpulses ein Zeitraum vergangen ist, der der Laufzeit des Lichtimpulses bei maximal meßbarer Entfernung des Zielgegenstandes entspricht. Danach springt das Zeitfenstersignal wieder auf den Logikpegel Null zurück, so daß das Flip-Flop 55 durch ein Ansprechen des Komparators 51 auf irgendwelche Störungen nicht mehr gesetzt und somit auch das Flip-Flop 54 nicht in einen Zustand gebracht werden kann, in dem der das zeitsignifikante Signal auslösende Nullpegel-Komparator 50 freigegeben ist.

Gemäß Fig. 2 ist in der Schaltungsanordnung 22 noch ein Flip-Flop 60 vorgesehen, das mit seinem Dateneingang ständig auf logisch Eins liegt, dessen Takteingang vom \bar{Q} -Ausgang des Nullpegel-Komparators 50 angesteuert wird und dessen \bar{Q} -Ausgang einerseits unmittelbar an den Rücksetzeingang des Flip-Flops 54 und über ein Verzögerungsglied 61 an den Rücksetzeingang des Flip-Flops 60 selbst gelegt ist.

Aufgabe dieses in Art eines Monoflops sich nach einer durch das Verzögerungsglied 61 bestimmten Zeit selbst zurücksetzenden Flip-Flops 60 ist es einerseits, immer dann, wenn der Nullpegel-Komparator 50 nach seiner Freigabe auf den ersten Nulldurchgang des Sinussignals des Verstärkers 20 anspricht, das Flip-Flop 54 sofort wieder in seine Ausgangslage zurückzusetzen, und andererseits beim Einschalten der gesamten Anordnung dafür zu sorgen, daß die Schaltungsanordnung 22 nicht in einen sich selbst blockierenden, den Meßbetrieb unmöglich machenden Zustand gerät.

Alle diese Funktionen sollen im folgenden nochmals zusammenhängend unter Bezugnahme auf Fig. 4 erläutert werden, in der über einer Zeitachse die Ausgangssignale der Bauelemente der Schaltungsanordnung 22 beim Auftreten eines in der obersten Zeile dieser Figur dargestellten Schwingungsvorgangs am Ausgang des Verstärkers 20 wiedergegeben sind. Dabei wird von einem relativ schwachen Lichtsignal ausgegangen, das das Resonanzsystem 18 so anstößt, daß der obere Referenzpegel U_{Ref1} von der die größte Amplitude aufweisenden, zweiten Halbschwingung gerade noch soweit überschritten wird, daß es nicht zu der oben geschilderten Ausgangssignalverzögerung des Komparators 51 kommt.

Wie man dem ganz linken Teil der Fig. 4 entnimmt, befinden sich in dem dem Anstoßen des Schwingungsvorgangs vorausgehenden Ruhezustand die Q -Ausgänge der Flip-Flops 56 und 55 jeweils auf einer logischen Eins, so daß die zugehörigen Komparatoren 52 und 51 gesperrt sind.

Gleiches gilt auch für den Komparator 50, der über das seinem LE-Eingang vorgeschaltete NAND-Gatter 59 dann gesperrt ist, wenn an wenigstens einem der beiden Eingänge dieses Gatters 59 eine logische Null

anliegt. In dem in Fig. 4 ganz links dargestellten Ruhezustand kommt diese logische Null sowohl vom ODER-Gatter 58, an dessen beiden Eingängen jeweils eine logische Null anliegt, die vom \bar{Q} -Ausgang des Komparators 50 bzw. vom Q -Ausgang des zu diesem Zeitpunkt zurückgesetzten Flip-Flops 54 stammt, als auch über das Verzögerungsglied 57 von diesem Q -Ausgang des Flip-Flops 54.

Es sind also sämtliche Komparatoren 50, 51 und 52 gesperrt, und es liegt am \bar{Q} -Ausgang des Komparators 52, am Q -Ausgang des Komparators 51 und am Q -Ausgang des Komparators 50 jeweils eine von der Erfassung eines vorausgehenden Schwingungsvorgangs erhalten gebliebene logische Eins an.

Wie bereits erwähnt, wäre die Schaltungsanordnung 22 in diesem Zustand nicht in der Lage, irgendwelche am Ausgang des Verstärkers 20 erscheinende Schwingungsvorgänge wahrzunehmen. Daher wird kurz vor dem Eintreffen eines ausgesandten Lichtimpulses an der Photodiode 17 von der Ablaufsteuerung 10 her ein in Fig. 4 in der zweiten Zeile von oben dargestelltes Rücksetzsignal erzeugt.

Durch dieses Rücksetzsignal geht die logische Eins am Q -Ausgang des Flip-Flops 56 in eine logische Null über, so daß der Komparator 52 freigegeben wird, ohne jedoch sein Ausgangssignal zu ändern, da ja vom Verstärker 20 noch ein Nullpegel-Signal abgegeben wird, das unterhalb der vom Komparator 52 überwachten Referenzspannung $U_{Ref\ II}$ liegt.

Weiterhin wird durch das Rücksetzsignal das Flip-Flop 55 zurückgesetzt, so daß auch an dessen Q -Ausgang eine logische Null erscheint, die den Komparator 51 freigibt. Das Ausgangssignal am Q -Ausgang des Komparators 51 geht dabei sofort in eine logische Null über, da ja auch dieser Komparator vom Verstärker 20 eine Eingangsspannung erhält, die kleiner als die von ihm überwachte Referenzspannung $U_{Ref\ I}$ ist.

Durch das in Fig. 4 in der dritten Zeile von oben wiedergegebene, bei dem hier dargestellten Ausführungsbeispiel etwas später als das Rücksetzsignal erzeugte Zeitfenstersignal wird der Dateneingang des Flip-Flops 55 auf eine logische Eins gelegt, so daß dieses Flip-Flop für ein nunmehr folgendes Steuersignal des Komparators 51 empfangsbereit ist.

Der Q -Ausgang des Flip-Flops 54 befindet sich in dem dem Anstoßen des Schwingungsvorganges vorausgehenden Ruhezustand auf einer logischen Null, die auch am Ausgang des Verzögerungsgliedes 57 vorhanden ist und am Ausgang des NAND-Gatters 59 eine den Komparator 50 sperrende logische Eins erzeugt. Der Komparator 50 befindet sich dabei in einem Zustand, in welchem an seinem Q -Ausgang eine logische Eins und somit an seinem \bar{Q} -Ausgang eine logische Null vorhanden ist. Letztere erzeugt in Verbindung mit der am Q -Ausgang des Flip-Flops 54 vorhandenen logischen Null eine logische Null am Ausgang des ODER-Gatters 58.

Wenn dann nach einer gewissen Zeitspanne der durch einen empfangenen Lichtimpuls angestoßene und vom Verstärker 20 verstärkte Schwingungsvorgang einsetzt, sind also die Komparatoren 51 und 52 freigegeben, während der Nullpegel-Komparator 50 noch immer gesperrt ist.

Wie in Fig. 4 dargestellt, überschreitet das vom Verstärker 20 abgegebene Signal im Verlauf der zweiten Schwingungs-Halbwelle zunächst die niedrigere Referenzspannung $U_{Ref\ II}$, wodurch der \bar{Q} -Ausgang des Komparators 52 von einer logischen Eins auf eine logische

Null abfällt. Dies bleibt ohne weitere Wirkung, da der dem \bar{Q} -Ausgang des Komparators 52 nachgeschaltete Takteingang des Flip-Flops 56 nur auf steigende Flanken reagiert.

Im weiteren Verlauf übersteigt dann das vom Verstärker 20 abgegebene Signal auch die größere Referenzspannung $U_{Ref\ I}$, wodurch der Q -Ausgang des Komparators 51 von einer logischen Null auf eine logische Eins schaltet. Diese positive Flanke triggert den Takteingang des durch das auf logisch Eins liegende Zeitfenstersignal an seinem Dateneingang freigegebenen Flip-Flops 55, so daß an dessen Q -Ausgang ebenfalls eine logische Eins erscheint, die einerseits den Komparator 51 sofort sperrt, so daß er im weiteren Verlauf an seinem Q -Ausgang die nunmehr erreichte logische Eins beibehält, und die andererseits das Flip-Flop 54 über dessen D -Eingang für den Empfang eines Taktsignals vorbereitet.

Dieses Takt signal wird dadurch erzeugt, daß das Ausgangssignal des Verstärkers 20 nach Durchlaufen des Scheitels der Halbschwingung zunächst die obere Referenzspannung (was ohne Wirkung bleibt) und dann die untere Referenzspannung $U_{Ref\ II}$ durchläuft, was den \bar{Q} -Ausgang des Komparators 52 dazu veranlaßt, von der vorhandenen logischen Null auf eine logische Eins hochzuschalten. Die dabei entstehende steigende Flanke triggert das mit seinem Dateneingang ständig auf logisch Eins liegende Flip-Flop 56, so daß auch an dessen Q -Ausgang eine von logisch Null auf logisch Eins führende steigende Flanke erscheint, die das Flip-Flop 54 dann und nur dann triggert, wenn an dessen Dateneingang bereits eine vom Flip-Flop 55 gespeicherte logische Eins anliegt.

Sollte also die bereits mehrfach beschriebene auf einem sehr geringen Overdrive beruhende Verzögerung des Ausgangssignals des Komparators 51 eingetreten sein, so schaltet das Flip-Flop 56 vor dem Flip-Flop 55 und das Flip-Flop 54 bleibt in seinem zurückgesetzten Zustand, wodurch der Nullpegel-Komparator im gesperrten Zustand bleibt. Es wird hier also mit Sicherheit verhindert, daß durch ein zu spätes Schalten des Komparators 51 ein anderer als der beabsichtigte vierte Nulldurchgang des Ausgangssignals des Verstärkers 20 vom Nullpegel-Komparator 50 zur Auslösung eines zeitsignifikanten Signals verwendet wird.

Dem gleichen Zweck dient es, daß durch die beim Setzen von Flip-Flop 56 an dessen \bar{Q} -Ausgang erscheinende logische Null das Flip-Flop 55 zwangsläufig gesetzt und dadurch der Komparator 51 für den weiteren Verlauf gesperrt wird. Bei einem einwandfreien Signalablauf ist das Flip-Flop 55 beim Schalten von Flip-Flop 56 ohnehin bereits gesetzt, so daß der vom \bar{Q} -Ausgang des Flip-Flops 56 ausgehende Setzimpuls ohne Wirkung bleibt.

Wie in Fig. 4 dargestellt, schaltet bei einem regulären Signalablauf der Q -Ausgang des Flip-Flops 54 nahezu gleichzeitig mit dem Schalten von Flip-Flop 56 auf eine logische Eins, die einerseits unmittelbar an das ODER-Gatter 58 gelangt und durch die somit an dessen Ausgang erscheinende logische Eins die Sperrwirkung des zu diesem Zeitpunkt noch auf logisch Null liegenden \bar{Q} -Ausgangs des Nullpegel-Komparators 50 aufhebt, und andererseits durch das Verzögerungsglied 57 um die Zeit Θ verzögert an das Gatter 59 gelangt, dessen Ausgang daraufhin von der bisher vorhandenen logischen Eins auf eine logische Null abfällt, wodurch der Nullpegel-Komparator 50 endgültig freigegeben wird. Die Verzögerungszeit Θ ist dabei so gewählt, daß zu

diesem Freigabezeitpunkt das Ausgangssignal des Verstärkers 20 gerade die vierte (= zweite positive) Halbwelle durchläuft, so daß der Nullpegel-Komparator 50 mit Sicherheit den nächsten aus dem positiven in den negativen Bereich führenden, in Fig. 4 mit dem Pfeil N bezeichneten Nulldurchgang detektiert. Tritt dieser in einer sehr ruhigen, von Störspannungen freien Phase der gesamten Meßanordnung stattfindende Nulldurchgang ein, so schaltet der \bar{Q} -Ausgang des Nullpegel-Komparators 50 von der bisher vorhandenen logischen Null auf eine logische Eins. Die dabei entstehende positive Flanke F dient als zeitsignifikantes Signal zum Starten oder Anhalten der jeweiligen Lichtimpuls-Laufzeitmessung, und triggert gleichzeitig das bis dahin zurückgesetzte Flip-Flop 60; die dabei an dessen \bar{Q} -Ausgang entstehende logische Null gelangt mit der durch das Verzögerungsglied 61 gegebenen Verzögerung an den Rücksetzeingang des Flip-Flops 60, so daß dieses nach einer entsprechenden Zeit in seinen Ausgangszustand zurückgesetzt wird, d. h. also mit seinem \bar{Q} -Ausgang auf logisch Eins zurückkehrt. Die hier kurzfristig auftretende logische Null wird aber auch dem Rücksetzeingang von Flip-Flop 54 zugeführt und veranlaßt den Q -Ausgang dieses Flip-Flops, von der logischen Eins auf eine logische Null zurückzuschalten.

Diese logische Null wird durch das Verzögerungsglied 57 um die Zeit Θ (die größer als die beim Umschalten auf die logische Eins auftretende Verzögerung Θ ist) verzögert und bleibt am Eingang des ODER-Gatters 58 zunächst wirkungslos, da an dessen anderem Eingang die vom \bar{Q} -Ausgang des Nullpegel-Komparators 50 stammende logische Eins noch anliegt und sich am Ausgang des ODER-Gatters 58 durchsetzt. Am Ausgang des NAND-Gatters 59 bleibt also zunächst eine logische Null erhalten, die den Nullpegel-Komparator 50 solange aktiviert, bis das vom Verstärker 20 abgegebene Signal nach Durchlaufen der fünften Halbwelle den Nullpegel wieder in positiver Richtung überschritten hat. Dabei schaltet dann der Nullpegel-Komparator 50 an seinem Q -Ausgang wieder auf eine logische Eins und an seinem \bar{Q} -Ausgang auf eine logische Null, wobei dann letztere in Verbindung mit der zu diesem Zeitpunkt am Q -Ausgang von Flip-Flop 54 bereits ebenfalls vorhandenen logischen Null über das ODER-Gatter 58 am betreffenden Eingang des NAND-Gatters 59 eine logische Null erzeugt, so daß der Nullpegel-Komparator 50 in dem jetzt erreichten, für die nächste Schwingungssignal-Auswertung günstigen Zustand gesperrt und festgehalten wird. Kurze Zeit später geht dann auch der Ausgang des Verzögerungsgliedes 57 auf logisch Null, so daß jetzt wieder eine doppelte Sperrung des Nullpegel-Komparators 50 vorhanden ist.

Gesperrt sind auch alle übrigen Komparatoren und Flip-Flops der Schaltungsanordnung 22, die, wie man der rechten Seite von Fig. 4 entnimmt, alle Schaltzustände erreicht haben, die bis zum nächsten Rücksetzimpuls beibehalten werden sollen.

Wie oben dargelegt wurde, setzt das Flip-Flop 60 die beim Ansprechen des Nullpegel-Komparators 50 an dessen \bar{Q} -Ausgang auftretende logische Eins praktisch verzögerungsfrei in eine logische Null um, durch die das Flip-Flop 54 zurückgesetzt wird. Dieselbe Funktion ließe sich auch dadurch erreichen, daß der Q -Ausgang des Nullpegel-Komparators 50, der beim Ansprechen des Komparators auf logisch Null geht, direkt mit dem Rücksetzeingang des Flip-Flops 54 verbunden wird. Das könnte aber dazu führen, daß beim Einschalten, bei dem die Ausgänge der einzelnen Bauelemente in zufälliger

Weise auf logisch Eins oder logisch Null springen, so- wohl am Q -Ausgang des Nullpegel-Komparators als auch am Q -Ausgang des Flip-Flops 54 eine logische Null erscheint, wodurch sich diese beiden Bauelemente auf Dauer gegenseitig blockieren würden.

Um dies zu verhindern, ist das Flip-Flop 60 eingeführt, das nur für kurze Zeit in dem das Flip-Flop 54 sperrenden Zustand (logisch Null am \bar{Q} -Ausgang) bleiben kann und sich dann automatisch selbst zurücksetzt, wodurch der Rücksetzeingang von Flip-Flop 54 auf logisch Eins gelegt wird, so daß dieses Flip-Flop auf die an seinen anderen Eingängen auftretenden Signale reagieren kann.

In Fig. 5 sind die Einzelheiten des in Fig. 1 nur pau- 15 schal dargestellten optischen Umschalters 38.

Fig. 5 zeigt eine schematische Draufsicht auf eine Grundplatte 62, auf der Lichtleitfaserenden 63, 64 und 65 mit Hilfe entsprechender Befestigungsvorrichtungen 66 und 67 so befestigt sind, daß sie in einer gemeinsamen Ebene liegen. Das Lichtleitfaserende 63 ragt zu den beiden anderen Lichtleitfaserenden 64 und 65 hin so weit über die Befestigungsvorrichtung 66 hinaus, daß es parallel zur Oberfläche der Grundplatte 62 und in etwa senkrecht zu seiner Längsrichtung hin- und herbewegbar ist. Dagegen werden die beiden Lichtleitfaserenden 64 und 65 durch ihre Befestigungsvorrichtung 67 un- 25 beweglich so festgehalten, daß sie sich in einem geringen gegenseitigen Abstand erstrecken.

Auf das bewegliche Lichtleitfaserende 63 ist eine Hülse 69 aus ferromagnetischem Material aufgeschoben, deren Innendurchmesser an den Außendurchmesser der Lichtleitfaser so angepaßt ist, daß diese beiden Teile in einem Reibeingriff miteinander stehen.

In Längsrichtung des Lichtleitfaserendes 63 gesehen sind links und rechts neben dem Lichtleitfaserende zwei geringfügig schräg gestellte Anschlüsse 76 und 77 vorgesehen, die bei der Hin- und Herbewegung des Lichtleitfaserendes 63 eine in Fig. 5 mit durchgezogenen Linien dargestellte Endlage 74 und eine gestrichelt dargestellte 35 Endlage 75 definieren. Die Position der Anschlüsse 76 und 77 ist so gewählt, daß die Stirnfläche des Lichtleitfaserendes 63 in der einen Endlage 74 der Stirnfläche des Lichtleitfaserendes 65 und in der anderen Endlage 75 der Stirnfläche des Lichtleitfaserendes 64 jeweils in ge- 40 ringem Abstand und möglichst deckungsgleich gegenüberliegt. Die Schrägstellung der Anschlüsse 76 und 77 ist in Fig. 5 stark übertrieben wiedergegeben. Sie dient dazu, die Verformung des beweglichen Lichtleitfaserendes 63 möglichst klein zu halten. Auch der Abstand der beiden Anschlüsse 76 und 77 kann in der Praxis wesentlich kleiner als in Fig. 5 der Deutlichkeit halber dargestellt gewählt werden, was für einen möglichst schnellen Umschaltvorgang von großer Bedeutung ist.

Das Hin- und Herbewegen des Lichtleitfaserendes 63 erfolgt mit Hilfe von zwei Elektromagneten 70 und 71, die hinter dem Anschlag 76 bzw. 77 angeordnet sind und über Anschlüsse 72 bzw. 73 erregt oder abgeschaltet werden können. Die Steuerung dieser Elektromagnete 70 und 71 erfolgt bei dem Ausführungsbeispiel nach 55 Fig. 1 durch die Ablaufsteuerung 10.

Mit Hilfe eines derartigen Umschalters ist es möglich, das nur eine sehr geringe Masse besitzende Lichtleitfaserende 63 sehr schnell von einer Endlage in die andere zu bringen, wobei es durch eine entsprechend genaue 60 gegenseitige Ausrichtung der Längsachsen der Lichtleitfaserenden in der einen bzw. anderen Endlage möglich ist, die an dem kleinen Spalt zwischen den Stirnflächen der Lichtleitfaserenden auftretenden Intensitäts-

verluste sehr klein zu halten.

In Fig. 6 ist in vergrößertem Maßstab ein Ausschnitt aus einer dem Umschalter 38 ähnlichen, erfindungsgemäß als Dämpfungsglied 46 zur Verwendung kommen den Anordnung wiedergegeben, wobei der Einfachheit halber die Grundplatte 62 und die Befestigungsvorrichtung 66 aus Fig. 5 nicht mit dargestellt, in Wirklichkeit aber selbstverständlich vorhanden sind.

Der wesentliche Unterschied der Vorrichtung nach Fig. 6 zu der nach Fig. 5 besteht darin, daß einerseits durch die Befestigungsvorrichtung 67 nur ein einziges Lichtleitfaserende 64 festgehalten wird, das Lichtleitfaserende 65 also nicht vorhanden ist, und daß der in Fig. 6 obere Anschlag 76 soweit zum gegenüberliegenden Anschlag 77 hin verschoben ist, daß die Stirnfläche des beweglichen Lichtleitfaserendes 63 in der auch hier mit durchgezogenen Linien dargestellten Endlage 74 noch immer einen Teil der Stirnfläche des unbeweglichen Lichtleitfaserendes 64 überdeckt. In der anderen, in gestrichelten Linien wiedergegebenen Endlage 75 liegen die beiden Stirnflächen einander wie beim Ausführungsbeispiel nach Fig. 5 möglichst deckungsgleich gegenüber.

Bringt man also bei der Vorrichtung nach Fig. 6 das bewegliche Lichtleitfaserende 63 durch eine entsprechende Ansteuerung des Magneten 70 in die Endlage 74, so kann nur ein Teil des vom Lichtleitfaserende 64 oder vom Lichtleitfaserende 63 weitergeleiteten Lichts auf das jeweils andere Lichtleitfaserende übergekoppelt werden, so daß sich hier eine sehr gute Dämpfungsmöglichkeit ergibt, wobei der Dämpfungsfaktor durch eine entsprechende Wahl des Anschlags 76 innerhalb weiter Grenzen einstellbar ist.

Hierzu 5 Blatt Zeichnungen

35

40

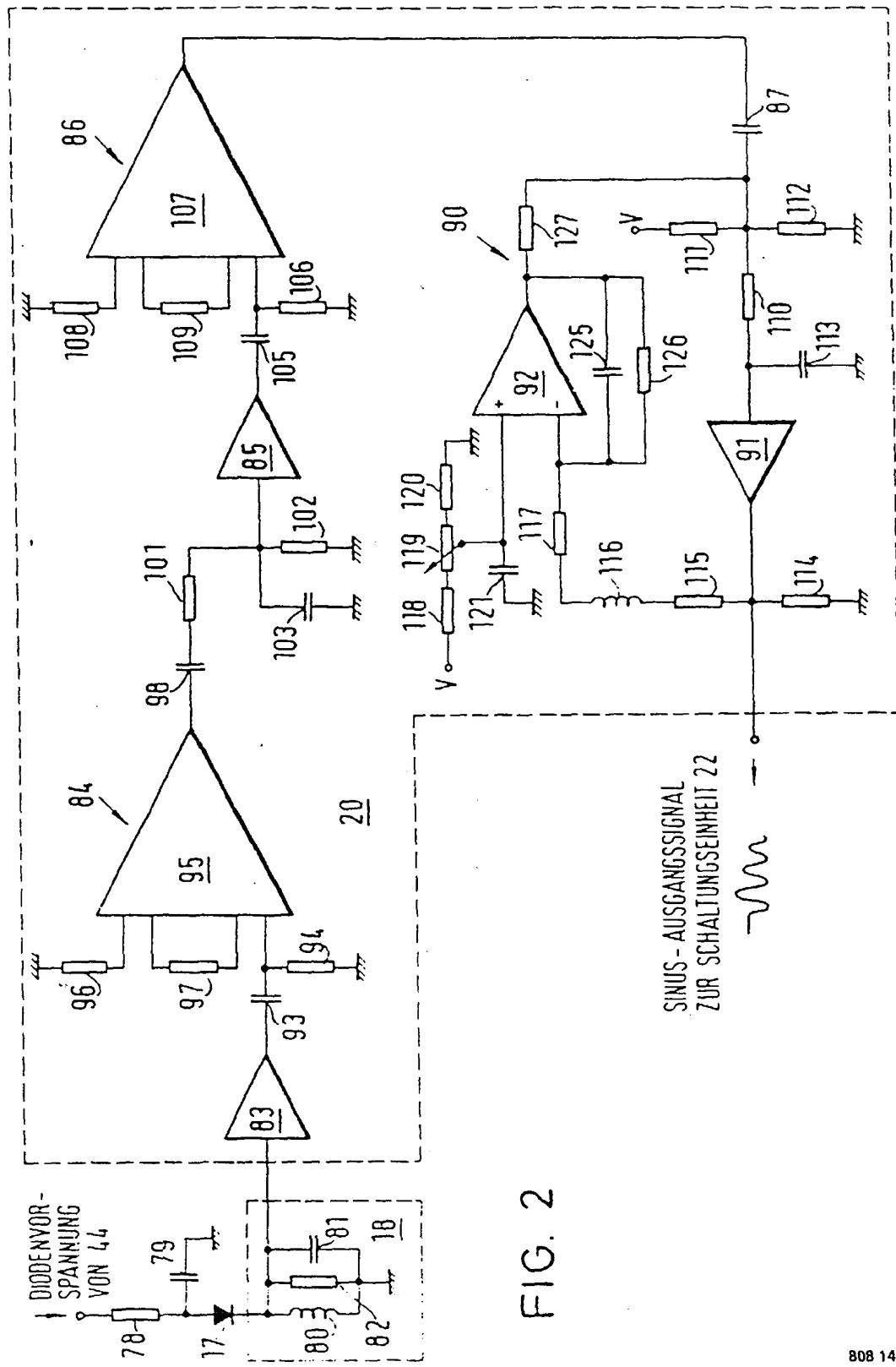
45

50

55

60

65



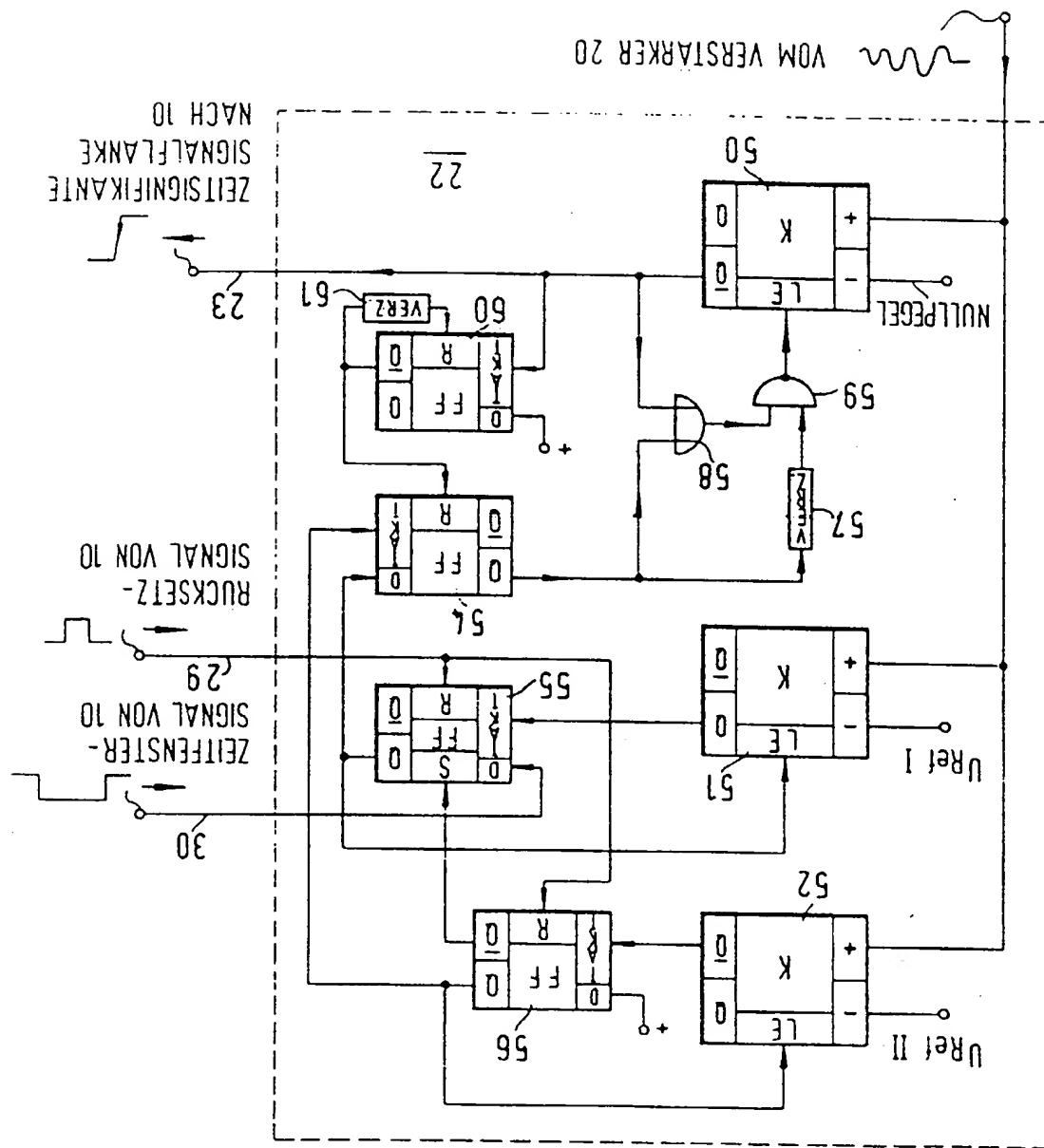


FIG. 3

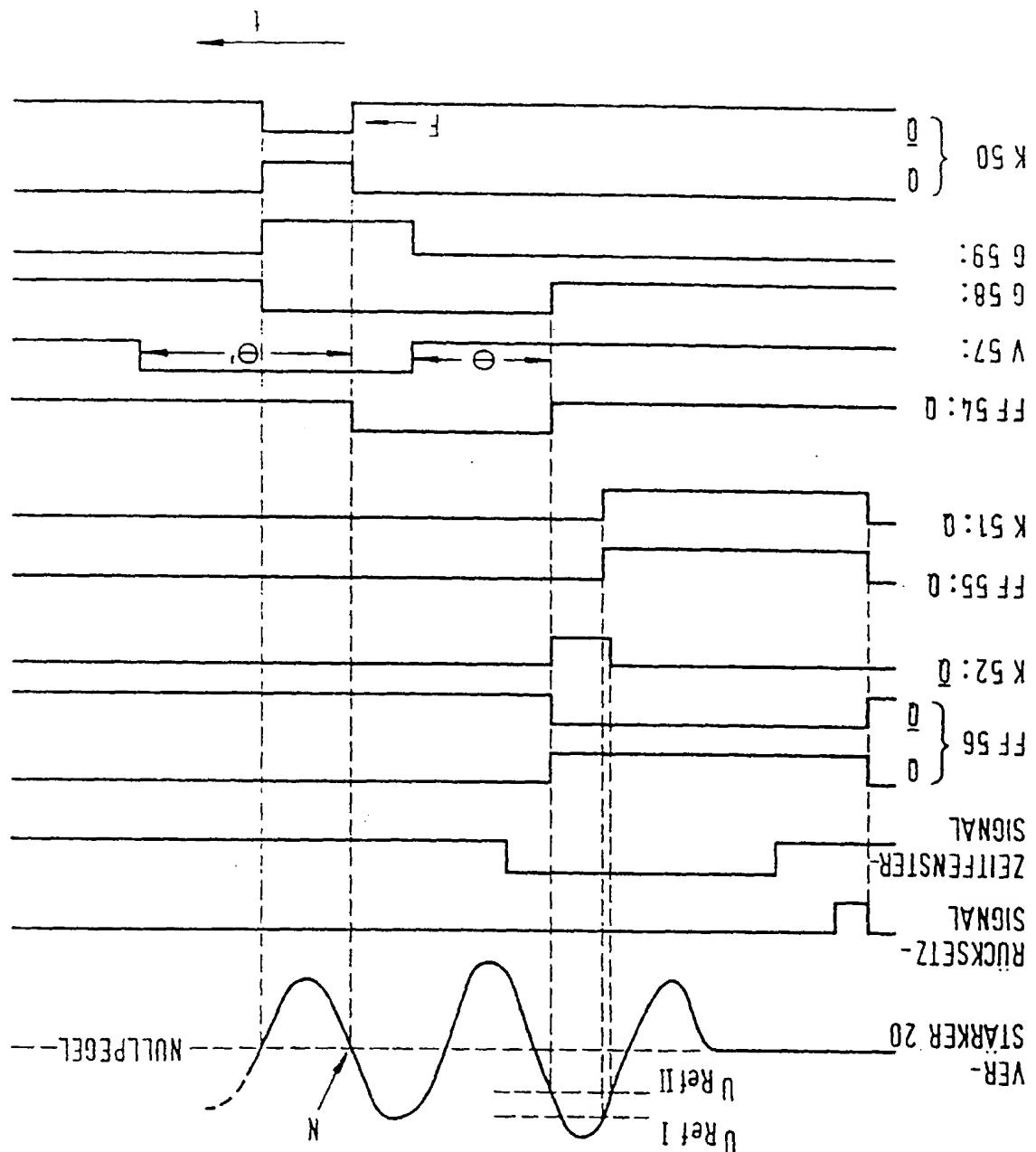
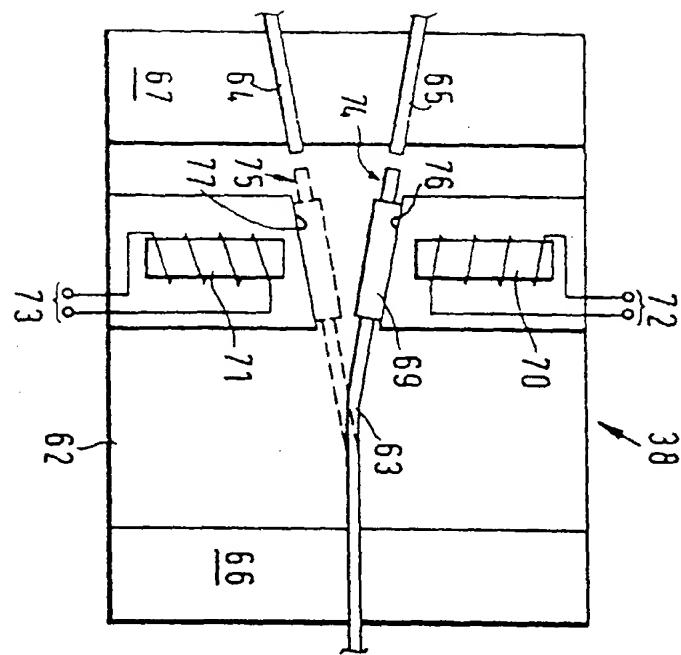


FIG. 4

四



四

